

2016



Universidad
Carlos III de Madrid

Grado en Tecnologías Industriales

FUENTE CONMUTADA DE AMPLIO RANGO PARA ALIMENTACIÓN DE TARJETA DE CONTROL

Autor: Miguel Arriscado Guild

Tutor: Pablo Zumel Vaquero





Índice de la memoria

Índice de la memoria.....	iii
Índice de figuras.....	vii
Índice de tablas.....	xi
Capítulo 1. Descripción del trabajo fin de grado.....	1
1.1. Objetivos.....	2
1.2. Organización de la memoria.....	2
1.3. Motivación	3
1.4. Estado del arte.	3
Capítulo 2. Introducción.....	5
2.1. Introducción a la electrónica de Potencia	6
2.2. Introducción a los convertidores de potencia	7
2.3. Topologías básicas con un único transistor	10
2.3.1. Convertidores sin aislamiento	10
2.3.1.1. <i>Convertidor reductor (Buck)</i>	11
2.3.1.2. <i>Convertidor Elevador (Boost)</i>	12
2.3.1.3. <i>Convertidor Reductor-Elevador (Buck-Boost)</i>	13
2.3.2. Convertidores con aislamiento	14
2.3.2.1. <i>Convertidor Flyback</i>	14
2.3.2.2. <i>Convertidor Forward</i>	15
2.4. Elección de la topología del convertidor para la especificación del proyecto.....	16
Capítulo 3. Estudio del convertidor Flyback.....	17



3.1	Funcionamiento y formas de onda	18
3.2	Cálculos teóricos	20
Capítulo 4. Estudio del rendimiento		25
4.1	Pérdidas en el convertidor	26
4.1.1	Pérdidas en Conducción	26
4.1.1.1	<i>Modelado de pérdidas en conducción del convertidor Flyback.</i> 26	
4.1.2	Pérdidas por conmutación.....	31
4.1.3	Pérdidas de recuperación inversa.....	32
4.2	Ecuación del rendimiento.....	33
4.3	Comprobación de la ecuación del rendimiento	33
4.4	Conclusiones	35
Capítulo 5. Elección de los componentes.....		36
5.1.	Elección de los semiconductores	38
5.1.1.	Transistor MOSFET	39
5.1.2.	Diodo Schottky	39
5.2.	Selección del condensador	40
5.3.	Conclusiones	40
Capítulo 6. Diseño del transformador.....		41
6.1.	Tipos de transformadores.....	42
6.2.	Selección de la frecuencia de conmutación.....	44
6.3.	Pérdidas en el transformador	45
6.4.	Diseño software del transformador	47
6.5.	Cálculos empleados para la extracción de los parámetros constructivos.....	50



6.6. Construcción real del transformador	50
6.7. Conclusiones	53
Capítulo 7. Diseño del lazo de control	54
7.1. Aspectos teóricos	55
7.1.1. Lazo de control de un convertidor de potencia.	55
7.1.2. Conceptos de Smart Control	56
7.2. Elección del regulador	60
7.3. Simulación del lazo de control	61
7.4.1. Simulación previa al regulador	61
7.4.2. Simulación del circuito integrado UC3825A	64
7.4. Comprobación de resultados	66
7.5. Mejoras aplicadas al circuito de control	68
7.6. Conclusiones	69
Capítulo 8. Implementación del convertidor	70
8.1 Estudio de los resultados reales	73
Capítulo 9. Planificación del Trabajo Fin de Grado	76
Capítulo 10. Entorno Socio-económico	80
10.1. Aplicaciones	81
10.2. Marco Regulador	81
10.3. Presupuesto	82
Capítulo 11. Conclusiones	85
11.1. Líneas de desarrollo futuro	87



Referencias Bibliográficas88

Índice de figuras

Figura 1. Concepto de Electrónica de Potencia	6
Figura 2. Tipos de convertidores de potencia	7
Figura 3. Modulación PWM. (2015). Modulación PWM [figura]. Recuperado de apuntes electrónica de potencia. Curso académico 201572016. Universidad Carlos III de Madrid	8
Figura 4. Modo de conducción continuo . (2015). MCC [figura]. Recuperado de apuntes electrónica de potencia. Curso académico 201572016. Universidad Carlos III de Madrid	9
Figura 5. Modo de conducción discontinuo. (2015). MCD [figura]. Recuperado de apuntes electrónica de potencia. Curso académico 201572016. Universidad Carlos III de Madrid.....	9
Figura 6. Frontera entre modo de conducción continuo y discontinuo . (2015). Frontera MCC-MCD[figura]. Recuperado de apuntes electrónica de potencia. Curso académico 201572016. Universidad Carlos III de Madrid	10
Figura 7. Convertidor reductor. (2015). Reductor [figura]. Recuperado de apuntes electrónica de potencia. Curso académico 201572016. Universidad Carlos III de Madrid	11
Figura 8. Convertidor Elevador . (2015). Elevador [figura]. Recuperado de apuntes electrónica de potencia. Curso académico 201572016. Universidad Carlos III de Madrid	12
Figura 9. Convertidor reductor-elevador . (2015). Reductor-Elevador [figura]. Recuperado de apuntes electrónica de potencia. Curso académico 201572016. Universidad Carlos III de Madrid.....	13
Figura 10. Convertidor Flyback. (2015). Flyback [figura]. Recuperado de apuntes electrónica de potencia. Curso académico 201572016. Universidad Carlos III de Madrid	15
Figura 11. Convertidor Forward . (2015). Forward [figura]. Recuperado de apuntes electrónica de potencia. Curso académico 201572016. Universidad Carlos III de Madrid	15
Figura 12. Funcionamiento durante T _{OFF} . (2015). Flyback funcionamiento general [figura]. Recuperado de apuntes de la asignatura electrónica de potencia. Curso académico 2015/2016. Universidad Carlos III de Madrid.	18
Figura 13. Funcionamiento durante T _{ON} . (2015). Flyback funcionamiento general [figura]. Recuperado de apuntes de la asignatura electrónica de potencia. Curso académico 2015/2016. Universidad Carlos III de Madrid.	18
Figura 14. Formas de onda del convertidor Flyback en modo de conducción continuo. (2015) Flyback, modo de conducción continuo [figura]. Recuperado de apuntes de la asignatura electrónica de potencia. Curso académico 2015/2016. Universidad Carlos III de Madrid.....	19
Figura 15. Convertidor Flyback con ciclo de trabajo del 50%.....	23

Figura 16. Formas de onda de las corrientes y tensiones de los devanados y corriente por el MOSFET.	24
Figura 17. Modelo real del diodo	26
Figura 18. Modelo real del MOSFET	26
Figura 19. Modelo real del condensador.....	26
Figura 20. Modelo real de la bobina	26
Figura 21. Circuito modelado de pérdidas por conducción del convertidor Flyback. Erickson, R.(2004). Equivalent circuit model: Flyback [figura]. Recuperado de http://ecee.colorado.edu/copec/book/slides/Ch6slide.pdf	27
Figura 22. Circuitos equivalentes a las expresiones de I_g (61), V_L (68) e I_c (69).....	29
Figura 23. Correlación entre fuentes dependientes y transformadores ideales	30
Figura 24. Circuito del modelado de pérdidas del Flyback.....	30
Figura 25. Formas de onda de las pérdidas de conducción en el MOSFET.(2015).Pérdidas interruptor real [figura]. Recuperado de apuntes de la asignatura electrónica de potencia. Curso académico 2015/2016. Universidad Carlos III de Madrid.....	31
Figura 26. Formas de onda de las pérdidas por recuperación inversa. Rico Secades, M. (2010). Velocidad de conmutación [figura]. Recuperado de www.unioviado.es/sebas/S_E_Alimentacion/Leccion_4_El_diodo.ppt	32
Figura 27. Portadores de energía en la unión P-N del diodo. Rico Secades, M. (2010). Avalanche primaria [figura]. Recuperado de www.unioviado.es/sebas/S_E_Alimentacion/Leccion_4_El_diodo.ppt	32
Figura 28. Lazo de control abierto del convertidor Flyback	34
Figura 29. Modelado de pérdidas del Flyback.....	34
Figura 30. Correlación de la tensión de salida del Flyback original y el modelado de pérdidas en conducción	34
Figura 31. Correlación de potencias de entrada y salida entre el Flyback y el modelado de pérdidas en conducción.....	34
Figura 32. Full-bridge. Erickson, R. (2004). Full-bridge isolated buck converter [figura]. Recuperado de http://ecee.colorado.edu/copec/book/slides/Ch6slide.pdf	42
Figura 33. Half-bridge. Erickson, R. (2004). Half-bridge isolated buck converter [figura]. Recuperado de http://ecee.colorado.edu/copec/book/slides/Ch6slide.pdf	42
Figura 34. Transformador con configuración Single-ended	43
Figura 35. Curva B-H de núcleos con alta y baja densidad de flujo.....	43
Figura 36. Curva de frecuencia de conmutación frente al rendimiento. Erickson, R. (2004). Efficiency vs switching frequency [figura]. Recuperado de http://ecee.colorado.edu/copec/book/slides/Ch4slide.pdf	44
Figura 37. Modelo del transformador real	45
Figura 38. Variación de las pérdidas en el transformador frente a la densidad de flujo magnético. Uceda, J., Cobos, J. A., & Prieto, R. (1997). Optimization [figura]. Recuperado	de

http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=647721&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D647721	46
Figura 42. Requisitos de la planta	48
Figura 39. Variedad de hilos para el estudio de PExprt	48
Figura 40. Materiales del núcleo para el estudio de PExprt	48
Figura 41. Carretes para el estudio de PExprt	48
Figura 43. Configuración óptima del transformador establecida por PExprt	49
Figura 44. Conexión cables entrelazados del transformador	51
Figura 45. Extracción de la inductancia y la resistencia del primario del transformador real	52
Figura 46. Esquemáticos de las posibles caracterizaciones del transformador	53
Figura 47. Caracterización del transformador y comprobación de la relación de vueltas	53
Figura 48. Esquema del lazo de control de una fuente conmutada. Erickson, R. (2014). Negative feedback [figura]. Recuperado de http://ecee.colorado.edu/copec/book/slides/Ch9slide.pdf	55
Figura 49. Regulador tipo 1	56
Figura 50. Regulador tipo 2	57
Figura 51. Regulador tipo 3	57
Figura 52. Mapa de soluciones de Smart Control para un regulador tipo3	58
Figura 53. Respuesta transitoria al factor de amortiguamiento. Erickson, R. (2014). Transient response vs damping factor [figura]. Recuperado de http://ecee.colorado.edu/copec/book/slides/Ch9slide.pdf	59
Figura 54. Relación entre el factor de amortiguamiento y el margen de fase. Erickson, R. (2014). Negative feedback [figura]. Recuperado de http://ecee.colorado.edu/copec/book/slides/Ch9slide.pdf	59
Figura 55. Esquema Uc3825 A, B. Andreyak, B. (1999). UC3825A,B Block Diagram [figura]. Recuperado de http://www.ti.com/lit/an/slva125/slva125.pdf	60
Figura 56. Especificaciones de diseño del convertidor Flyback	61
Figura 57. Parámetros del regulador UC3825A	62
Figura 58. Selección del punto de trabajo	62
Figura 59. Convertidor Flyback regulado a través de las especificaciones de Smart Control	63
Figura 60. Relación entre el condensador y la resistencia de la rampa y la frecuencia de conmutación. (1995). Oscillator frequency vs timing resistance [figura]. Recuperado de http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/514586/TI1/UC3825A.html	64
Figura 61. Convertidor Flyback regulado por el circuito integrado UC3825A alimentado por una fuente de tensión auxiliar.	65
Figura 62. Tensión de salida del convertidor Flyback regulado por el UC3825A con soft-start y pico de tensión a los 0.13 segundos	66



Figura 63. Diagrama de bode y de fase elaborado por PSim y su comparación con los valores de Smart Control	67
Figura 64. Convertidor Flyback con regulador UC3825A alimentado por Zéner de 15 V	68
Figura 65. Comprobación del correcto funcionamiento del Flyback regulado por el UC3825 ante la variación de la tensión de entrada.	69
Figura 66. Esquemático final del convertidor Flyback	71
Figura 67. Convertidor Flyback real	73
Figura 68. Formas de onda de la tensión de entrada, de la tensión de salida y de los pulsos en la puerta del MOSFET ante la tensión mínima de entrada a la que regula el convertidor.	74
Figura 69. Formas de onda de la tensión de entrada, de la tensión de salida y de los pulsos en la puerta del MOSFET ante una tensión de entrada de 40 V	74
Figura 70. Formas de onda de la tensión de entrada, de la tensión de salida y de los pulsos en la puerta del MOSFET ante una tensión de entrada de 60 V	75
Figura 71. Diagrama de Gant del trabajo fin de grado	79

Índice de tablas

Tabla 1. Requerimientos del convertidor	2
Tabla 2. Modelos reales de los componentes	26
Tabla 3. Ecuaciones de tensión en la inductancia magnetizante, de la corriente de entrada y por el condensador de salida	27
Tabla 4. Comprobación de la ecuación de la tensión de salida del modelado de pérdidas en conducción	35
Tabla 5. Comparación de las figuras de mérito del MOSFET	39
Tabla 6. Comparación de las figuras de mérito del diodo	39
Tabla 7. Comparación prestaciones de condensadores	40
Tabla 8. Condensador, MOSFET y diodo schottky seleccionados	40
Tabla 9. Equivalencia entre terminología PExprt y longitud del diámetro en milímetros	47
Tabla 10. Tareas críticas del proyecto y su duración	78
Tabla 11. Costes referentes a recursos humanos	83
Tabla 12. Costes referentes a materiales fungibles	83
Tabla 13. Costes referentes a los componentes electrónicos	84
Tabla 14. Resumen presupuestos	84



CAPÍTULO 1. DESCRIPCIÓN DEL **TRABAJO FIN DE GRADO**

1.1. Objetivos

El principal objeto de este proyecto es el diseño e implementación de una fuente conmutada que presenta una tensión de entrada variable entre 24 y 110 voltios con objeto de alimentar una tarjeta de control que trabaja a una tensión constante de 12 voltios. El proyecto formará parte de una aplicación ferroviaria formando parte de una circuitería superior.

Los requisitos del convertidor se muestran en la siguiente tabla:

Valor	
Tensión de entrada	Desde 24 a 110 voltios
Tensión de salida	12 voltios
Rizado máxima tensión de salida	3%
Ciclo de trabajo máximo	50 %
Potencia de salida máxima	50 vatios

Tabla 1. Requerimientos del convertidor

Adicionalmente se realiza un estudio exhaustivo del rendimiento del convertidor para minimizar las pérdidas de potencia. Con este fin, se comparan distintos componentes (condensadores, MOSFETS y diodos) bajo unas mismas condiciones. Se contrasta la selección de uno u otro componente en base al rendimiento que este proporcione y a su precio.

1.2. Organización de la memoria

La memoria se ha estructurado siguiendo un orden lógico. A medida que avanza el contenido de la memoria se profundiza más en los conceptos clave del proyecto. Inicialmente se presenta el proyecto y sus objetivos para continuar con una introducción a la electrónica de potencia (capítulo 1). A continuación se presentan los principales tipos de convertidores y sus características generales tanto para contextualizar el proyecto como para justificar el convertidor de potencia escogido (capítulo 2).

Una vez ilustrado el motivo de la elección del convertidor Flyback se procede con el diseño del mismo bajo las condiciones establecidas (capítulo 3). Para ello es imprescindible realizar un estudio del rendimiento (capítulo 4) con el fin de seleccionar los componentes más óptimos para su funcionamiento (capítulo 5). No obstante, el estudio del transformador se efectúa de manera independiente debido a su mayor profundización a lo largo del capítulo 6.

Procediendo con la lógica de la memoria, se describe el diseño del lazo de control junto con las simulaciones y las mejoras aplicadas sobre este en el capítulo 7. Para acabar con el objeto de este proyecto, se describe el proceso de implementación del convertidor Flyback (capítulo 8).

A lo largo del capítulo 9 se presenta la planificación detallada del trabajo fin de grado resaltando las tareas críticas. La memoria igualmente incluye un estudio socio-económico que engloba el empleo del presente proyecto en distintas aplicaciones, el marco regulador y el coste del mismo (capítulo 10). Finalmente se recogen las conclusiones del proyecto en el capítulo 11.

1.3. Motivación

La motivación principal del proyecto es abordar el diseño completo de un convertidor en el tiempo asignado a un trabajo fin de grado. Normalmente, el diseño de un convertidor partiendo de la especificación requiere más tiempo y más conocimientos de los disponibles en las asignaturas de grado. La utilización de herramientas de software de ayuda al diseño ha hecho posible que en este caso el diseño y validación del convertidor se hayan podido realizar. Por otra parte, desde un punto de vista docente, la motivación para el alumno se puede resumir en los siguientes tres puntos:

- La labor de entender bien los conceptos de distintos campos de la ingeniería y relacionarlos de manera óptima para conseguir un cierto objetivo, entendiendo como distintos campos a las distintas asignaturas cursadas a lo largo del grado.
- El empleo de distintas herramientas software altamente utilizadas en proyectos ingenieriles, y por tanto, el aprendizaje de dichos programas con vistas a un futuro laboral.
- La construcción real de un convertidor, visto hasta ahora únicamente desde el punto de vista teórico, para así cerciorarse de los problemas de construcción que puedan aparecer y su consiguiente arreglo.

1.4. Estado del arte.

En la actualidad existen multitud de convertidores de potencia que realizan funciones semejantes a las que se describen en este proyecto. En el mercado existen numerosos convertidores que otorgan una tensión de salida constante de 12V ante tensiones de entrada variable, como es el caso de los cargadores de los teléfonos móviles u ordenadores portátiles entre otros.

Se encuentran diseños de convertidores Flyback de amplio rango con salida de 12V, como puede ser [1], cuya fuente responde a un rango de trabajo de 72VAC a 670VAC tanto monofásicos como trifásicos. A su vez, se hayan convertidores AC-DC de amplio rango con salida también de 12V con tensión de entrada variable superiores entre 250V y 400V como es el caso del convertidor PMP5195 ofertado por Texas Instruments. En el catálogo de este desarrollador tecnológico como en el de otros (vishay, mouser) no se han localizado convertidores con los requerimientos descritos para este trabajo fin de grado.

A pesar de las altas frecuencias de conmutación del convertidor del actual proyecto (100kHz como se ilustrará a lo largo de la memoria), en la actualidad coexisten fuentes

conmutadas que trabajan por encima del megahercio con pérdidas por debajo del 10% es decir, presentan rendimientos superiores al 90% [2].

Finalmente se concluye con la existencia de cuantiosas fuentes conmutadas de amplio rango, con tensiones de entrada continuas, discontinuas e incluso trifásicas. A su vez se hallan en el mercado actual aplicaciones con tensiones variables de entrada que presentan una salida constante de 12V. No obstante, no se ha encontrado la presencia de esta aplicación tan específica, es decir, con una entrada de tensión continua y variable desde 24V hasta 110V. Estas especificaciones no son muy comunes, pues el fin del proyecto es la elaboración de dicho convertidor para formar parte de de la alimentación de la tarjeta de control de un tren, una aplicación particular.



CAPÍTULO 2. INTRODUCCIÓN

2.1. Introducción a la electrónica de Potencia

La electrónica de potencia es aquella rama de la electrónica encargada de procesar y controlar el flujo de energía eléctrica mediante el uso de fuentes de alimentación y corrientes que se amoldan de manera óptima a una determinada carga [3].



Figura 1. Concepto de Electrónica de Potencia

La importancia de la electrónica de potencia, reside, entre otros factores, en:

- Su respeto al medio ambiente, su uso en aplicaciones relacionadas con las energías renovables fomentan el menor uso de combustibles fósiles.
- La capacidad de acondicionar la energía procedente de un suministro a la forma adecuada para el correcto funcionamiento de la carga que la consume.
- Cuestiones económicas, debido a que en múltiples aplicaciones resulta más rentable cambiar la forma de energía.

Este campo de la electrónica también destaca por su riqueza interdisciplinar ya que es utilizada en distintos ámbitos de la ingeniería como puede ser la microelectrónica, la ingeniería de control, la transmisión de energía o incluso la transferencia de calor.

Es una rama de la ingeniería en continuo crecimiento, si bien en 1948 de la mano de Bardeen, Brattain y Schokley del *Bell Telephone Laboratories* se inventó el primer semiconductor de silicio, ya en 1956 este mismo laboratorio lanza el primer transistor PNP [4]. En la actualidad se están realizando pruebas de transistores MOSFET constituidos por nitruro de galio (GaN), lo que permite una transmisión de la energía más rápida y segura.

Otro aspecto notable de cara al futuro próximo es la importancia que va a tener en las denominadas “*Smart Grids*” o redes inteligentes.

2.2. Introducción a los convertidores de potencia

Existen distintos convertidores de potencia eléctrica. Según el tipo de tensión que se aplique a su entrada y se obtenga a su salida, se clasifican en:

- **AC/AC:** Reguladores de alterna y cicloconvertidores.
- **AC/DC:** Rectificadores
- **DC/DC:** Reguladores de Continua
- **DC/AC:** Inversores

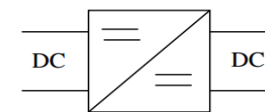
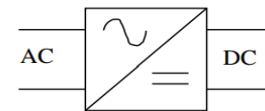
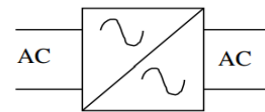


Figura 2. Tipos de convertidores de potencia

De aquí en adelante nos centraremos en el estudio de los convertidores con salida de tensión continua.

El principio de funcionamiento se basa en dividir y filtrar la tensión de entrada a alta frecuencia, para lo cual se hace uso de uno o varios interruptores, generalmente constituidos por transistores MOSFET. No obstante, las aplicaciones de elevada potencia se sirven de transistores IGBT. En caso de necesitar aislamiento entre entrada y salida, o cuando las tensiones de entrada y salida son muy dispares, se utilizan transformadores con el fin de aislar la una de la otra.

El control de la tensión de salida del convertidor se realiza mediante la variación del tiempo de encendido del transistor (T_{ON}), así como del tiempo de apagado (T_{OFF}). El parámetro encargado de relacionar estos términos es el ciclo de trabajo (D), que toma la expresión:

$$D = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} = \frac{T_{ON}}{T} \quad (1)$$

El ciclo de trabajo es el parámetro de control por excelencia en la mayor parte de los convertidores.

Existen diversas formas de variar el ciclo de trabajo, lo que da lugar a la aparición de diferentes tipos de circuitos de control:

- **PWM o “Pulse Width Modulation”:** se varía el tiempo de encendido del transistor ante una frecuencia fija. La modulación se lleva a cabo a través del contraste de una señal proporcional a la tensión de salida con una señal alterna. El pulso del transistor dura mientras ésta última es menor que la primera.

En función de la naturaleza de la tensión alterna de modulación se puede distinguir entre:

- Modo Tensión: la señal alterna es generada por el propio circuito integrado de control. Es una señal periódica que se mantiene constante y presenta una forma de diente de sierra (véase figura 3).
- Modo Corriente: la señal alterna es una tensión proporcional a la forma de onda de la corriente por la inductancia del convertidor, de ahí la denominación “modo corriente”.

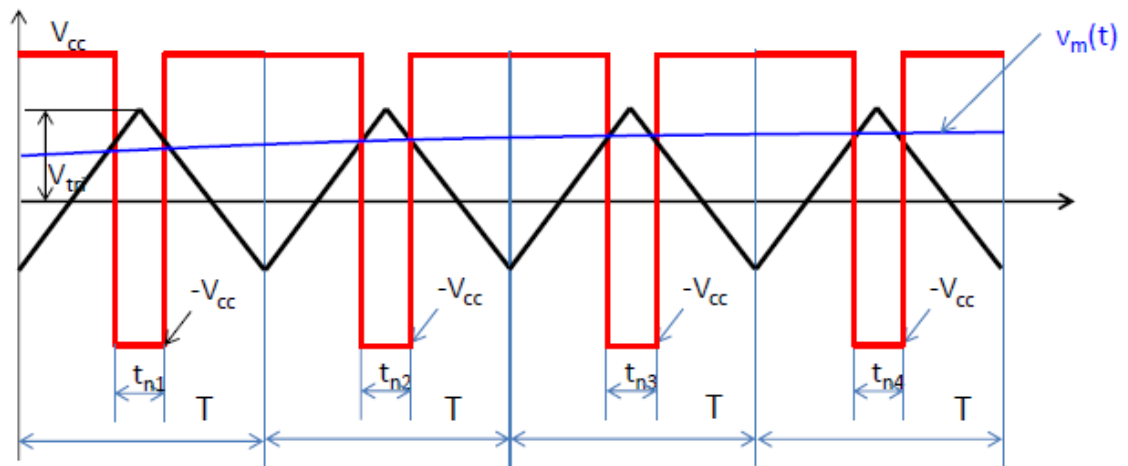


Figura 3. Modulación PWM. (2015). Modulación PWM [figura]. Recuperado de apuntes electrónica de potencia. Curso académico 2015/2016. Universidad Carlos III de Madrid

- **Tiempo de encendido fijo**: varía la frecuencia ante un tiempo de encendido del transistor constante.
- **Tiempo de apagado fijo**: el tiempo de apagado del transistor se mantiene constante con la consecuente necesidad de la variación de la frecuencia.

Otro aspecto vital en los convertidores de potencia es el denominado modo de funcionamiento, que depende de la forma de onda de la intensidad que recorre la bobina de salida. En el caso de los convertidores con aislamiento el modo de funcionamiento se determina en función de la corriente que circula por la inductancia magnetizante del transformador. Los modos de funcionamiento son dos:

- **Modo de Conducción Continuo (MCC)**: la corriente por la bobina no llega a anularse, para ello, la bobina ha de diseñarse con suficiente inductancia. De esta manera el rizado de la corriente disminuye. Este modo es relativamente lento en respuesta ante variaciones de la tensión de entrada o de la carga de salida.

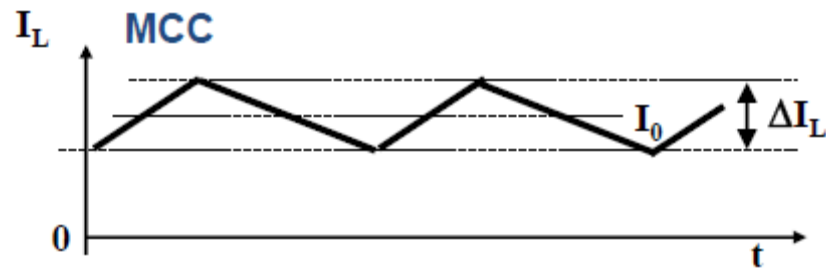


Figura 4. Modo de conducción continuo . (2015). MCC [figura]. Recuperado de apuntes electrónica de potencia. Curso académico 201572016. Universidad Carlos III de Madrid

- **Modo de Conducción Discontinuo (MCD):** la corriente por la bobina se anula en cada ciclo de conmutación durante el ciclo de desconexión del transistor. En este caso el rizado de la corriente presenta elevados picos. En consecuencia las características de los semiconductores deben ser superiores. Adicionalmente, es complicado conseguir un rizado de tensión reducido a la salida, incluso llegando a imposibilitar la reducción del rizado de tensión a pesar del aumento de la capacidad del condensador de salida. Esto se produce debido a que el rizado de tensión está siendo generado por la resistencia en serie equivalente del condensador (ESR) al circular por ella dicho rizado de corriente [5]. El MCD presenta una respuesta ante la variación de las condiciones externas muy rápida. No obstante, una pequeña variación de la tensión de entrada o de la carga desemboca en grandes variaciones del ciclo de trabajo, hecho que muchos reguladores no pueden soportar.

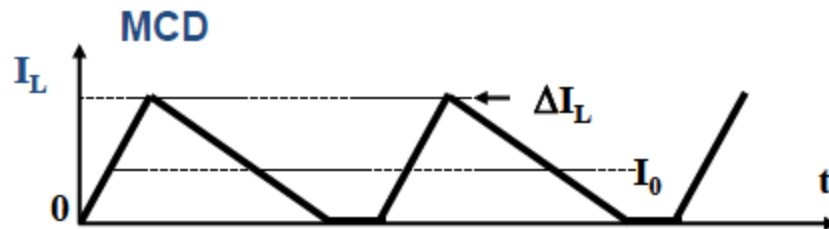


Figura 5. Modo de conducción discontinuo. (2015). MCD [figura]. Recuperado de apuntes electrónica de potencia. Curso académico 201572016. Universidad Carlos III de Madrid

- ✓ **Frontera entre el modo de conducción continuo y discontinuo:** ocurre cuando la corriente media de la bobina se iguala a la mitad del rizado de dicha corriente:

$$I_L = \frac{\Delta i}{2}$$

(2)

Merece una atención especial puesto que la función de transferencia del convertidor cambia radicalmente de un modo de funcionamiento a otro. En el modo de conducción continuo no depende de la frecuencia, en el modo discontinuo sí. Conviene, por tanto, mantener siempre unos márgenes de seguridad y diseñar para condiciones externas extremas.

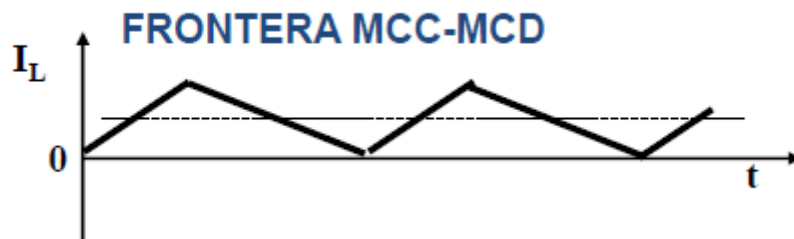


Figura 6. Frontera entre modo de conducción continuo y discontinuo . (2015). Frontera MCC-MCD[figura]. Recuperado de apuntes electrónica de potencia. Curso académico 201572016. Universidad Carlos III de Madrid

En el siguiente punto se describen las topologías básicas con un único transistor, mas existen topologías que incluyen un mayor número de salidas o una mayor cantidad de transistores:

- El uso de varios transistores puede ser debido a topologías que utilizan el circuito magnético del transformador en los dos sentidos de la curva de histéresis o debido a las excesivas pérdidas de un único transistor en aplicaciones de cuantiosa potencia o muy elevada frecuencia.
- El valerse de varias salidas, por su parte, es ventajoso cuando se quieren alimentar diversas cargas.

2.3. Topologías básicas con un único transistor

En esta sección se realizará una introducción a las topologías más sencillas, que a menudo, son las utilizadas con mayor frecuencia. Se describe la estructura del circuito de potencia y sus funciones de transferencia en modo de conducción continuo y discontinuo, sin entrar a detallar las formas de onda de los mismos.

2.3.1. Convertidores sin aislamiento

Son aquellos que se utilizan cuando no es necesario un aislamiento entre la entrada y la salida, y siempre que la potencia transmitida no sea muy elevada. Su principal ventaja radica en su simplicidad, la elección de este tipo de topologías se aconseja por los siguientes motivos:

- ✓ Alto Rendimiento: debido a que utilizan un número reducido de componentes que disipen potencia.

- ✓ Reducido Coste: en adición a la reducida cantidad de componentes, la cuantía de horas de ingeniería invertidas en su desarrollo y montaje es menor que en convertidores de mayor complejidad.
- ✓ Mayor fiabilidad: puesto que es inversamente proporcional al número de componentes.

2.3.1.1. Convertidor reductor (Buck)

Está compuesto por un transistor de potencia S , una bobina L y un condensador C . La conmutación del transistor provoca una interrupción brusca de la corriente por la bobina provocando sobretensiones. Por ese motivo se incorpora un diodo de libre circulación D .

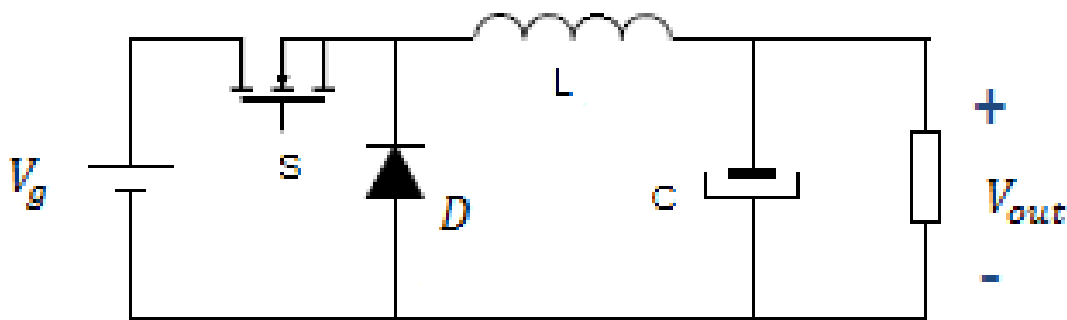


Figura 7. Convertidor reductor. (2015). Reductor [figura]. Recuperado de apuntes electrónica de potencia. Curso académico 2015/2016. Universidad Carlos III de Madrid

La función de transferencia en modo de conducción continuo entre la tensión de entrada y salida es:

$$V_{out} = V_g * D \quad (3)$$

Por tanto, la tensión de salida se encuentra comprendida entre cero y la tensión de entrada, tanto en modo de conducción continuo como discontinuo. En consecuencia la tensión de salida es siempre menor que la tensión de entrada.

La función de transferencia en modo de conducción discontinuo viene definida por la siguiente expresión:

$$\frac{V_{out}}{V_g} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{D^2}}} \quad (4)$$

Siendo K un parámetro adimensional común a todos los convertidores de valor:

$$K = \frac{2L}{RT} \quad (5)$$

Para asegurar el funcionamiento en el modo de conducción continuo K ha de ser superior a K_{crit} , siendo para este convertidor:

$$K_{crit} = 1 - D \quad (6)$$

Como se puede apreciar, la función de transferencia de un modo a otro cambia radicalmente. Así, en MCC depende únicamente del ciclo de trabajo, y en MCD varía tanto con el ciclo de trabajo como con la frecuencia, la carga y la inductancia de la bobina.

2.3.1.2. Convertidor Elevador (Boost)

Los elementos que confeccionan esta topología son los mismos que en el caso anterior pero distribuidos de un modo dispar. El circuito es el siguiente:

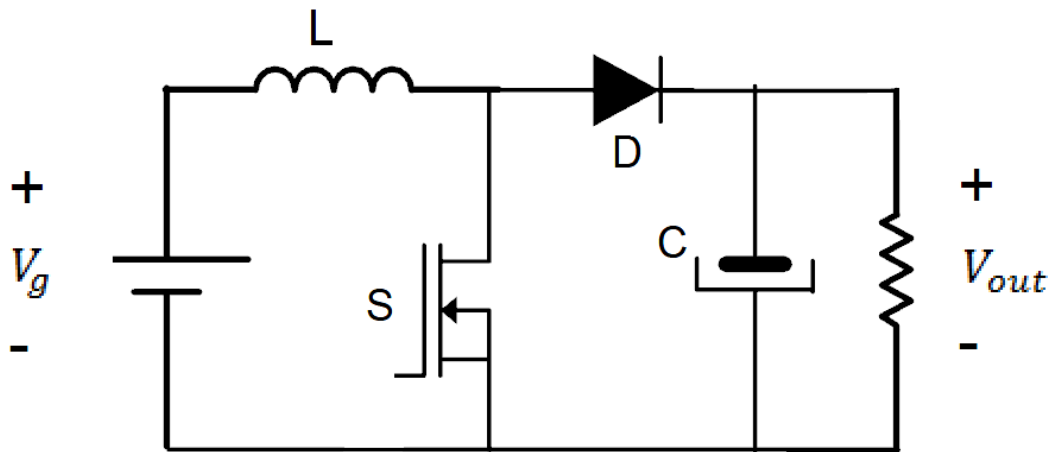


Figura 8. Convertidor Elevador . (2015). Elevador [figura]. Recuperado de apuntes electrónica de potencia. Curso académico 2015/2016. Universidad Carlos III de Madrid

La tensión de salida en modo de conducción continuo viene definida por:

$$V_{out} = V_g * \frac{1}{1 - D} \quad (7)$$

Y la ganancia en modo de conducción discontinuo por:

$$\frac{V_{out}}{V_g} = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{K}}}{2} \quad (8)$$

Este convertidor también presenta una K_{crit} diferente al anterior:

$$K_{crit} = D(1 - D)^2 \quad (9)$$

Se puede valorar el mismo fenómeno que en el convertidor reductor respecto a la influencia de distintos parámetros en las funciones de transferencia de ambos modos.

Como su propio nombre indica, la tensión de salida es siempre superior o igual a la de entrada.

2.3.1.3. Convertidor Reductor-Elevador (Buck-Boost)

Esta topología forma una combinación de las dos anteriores puesto que es capaz de obtener tensiones en la salida tanto mayores como menores a la tensión de entrada. Su utilización es conveniente cuando la tensión de salida es próxima a la tensión de entrada [6]. Los componentes, una vez más, son idénticos a los de los convertidores anteriores pero conectados de modo desigual:

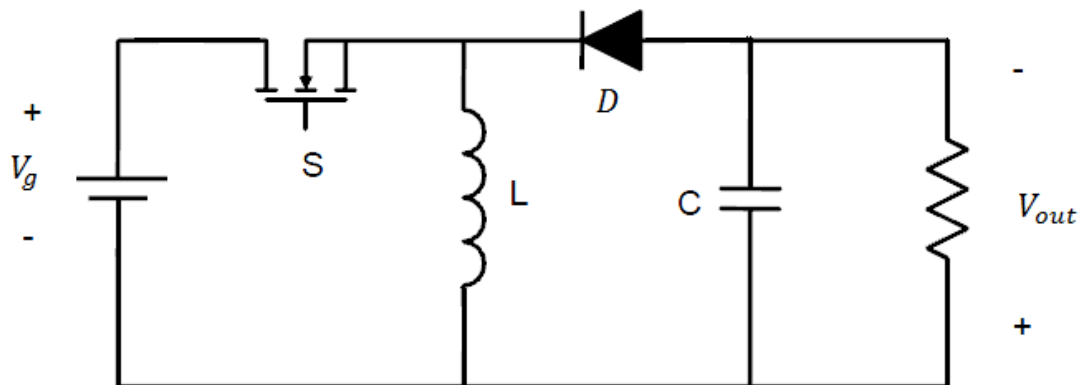


Figura 9. Convertidor reductor-elevador . (2015). Reductor-Elevador [figura]. Recuperado de apuntes electrónica de potencia. Curso académico 2015/2016. Universidad Carlos III de Madrid

Su función de transferencia en modo de conducción continuo también refleja el compendio de los dos convertidores anteriores:

$$V_{out} = -\frac{D}{1-D} * V_g \quad (10)$$

El signo negativo refleja la polaridad de la tensión de salida, invertida respecto a la de las topologías anteriores.

La frontera entre el comportamiento como reductor o como elevador se encuentra para un ciclo de trabajo del 50%.

Su función de transferencia en modo de conducción discontinuo es:

$$\frac{V_{out}}{V_g} = \frac{D}{\sqrt{K}} \quad (11)$$

Por último, cabe definir la K_{crit} de este convertidor:

$$K_{crit} = (1-D)^2 \quad (12)$$

2.3.2. Convertidores con aislamiento

Como se ha mencionado anteriormente la conveniencia de incluir aislamiento entre la entrada y la salida radica en aquellas aplicaciones que presenten tensiones de entrada elevadas.

En los casos donde las tensiones de entrada y salida son muy dispares se aconseja el uso del transformador ya que nos permite hacer la conversión de tensiones con ciclos de trabajo cómodos [7].

En este apartado se estudian las dos topologías más sencillas respecto a aquellas que incluyen transformador. Ambos convertidores son derivados de las topologías ya descritas, su principio de funcionamiento es el mismo. La única diferencia radica en el empleo del transformador.

2.3.2.1. Convertidor Flyback

En este convertidor la energía se almacena durante la conducción del transistor y se transfiere cuando éste no conduce. Por este argumento, el transformador del convertidor Flyback no es un transformador ideal sino dos bobinas acopladas. Este hecho se estudiará en detalle en el capítulo 6.

La expresión de la tensión de salida en modo de conducción continuo viene definida por:

$$V_{out} = n \frac{D}{1-D} V_g \quad (13)$$

Siendo n la relación de transformación del transformador.

Asimismo, la función de transferencia en modo de conducción discontinuo viene definida por:

$$\frac{V_{out}}{V_g} = \frac{D}{\sqrt{K}} \quad (14)$$

Se puede observar que es idéntica a la del reductor-elevador, la ausencia de la relación de transformación se produce debido a la relación entre esta y K_{crit} (expresión 15).

Por las expresiones se puede observar que proviene de la topología del convertidor reductor-elevador y responde al siguiente circuito:

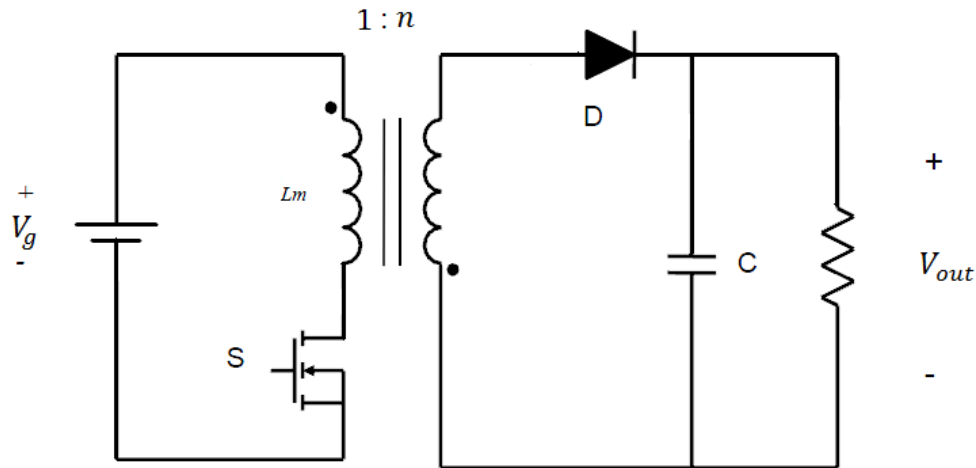


Figura 10. Convertidor Flyback. (2015). Flyback [figura]. Recuperado de apuntes electrónica de potencia. Curso académico 201572016. Universidad Carlos III de Madrid

La frontera entre modos de funcionamiento en este caso viene dado por:

$$K_{crit} = \left(\frac{1-D}{n}\right)^2 \quad (15)$$

2.3.2.2. Convertidor Forward

A diferencia del convertidor Flyback, esta topología transfiere la energía durante el tiempo de encendido del transistor evitando el almacenamiento de la misma. Por ello es necesaria la inclusión de un tercer devanado con el fin de desmagnetizar la inductancia magnetizante del transformador durante el tiempo de desconexión del MOSFET. Proviene del reductor y responde al siguiente circuito:

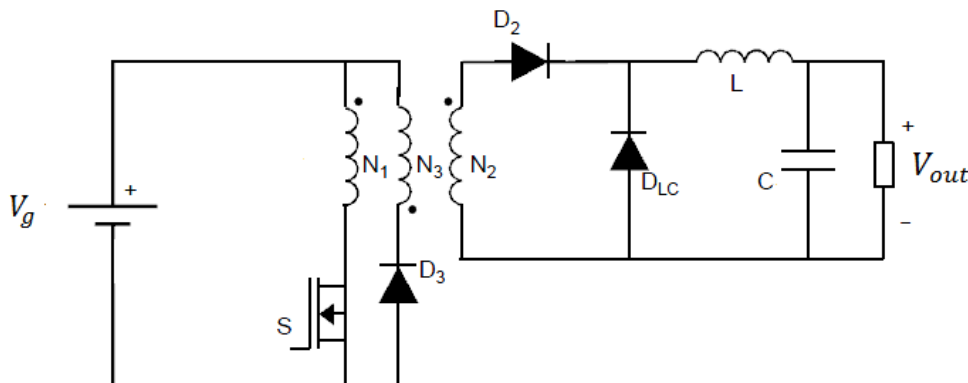


Figura 11. Convertidor Forward . (2015). Forward [figura]. Recuperado de apuntes electrónica de potencia. Curso académico 201572016. Universidad Carlos III de Madrid

La tensión de salida operando en modo de conducción continuo viene definida por:

$$V_{out} = V_g n D \quad (16)$$

Siendo n la relación de transformación entre el primario y el secundario.

En modo de conducción discontinuo la tensión de salida se define como:

$$V_{out} = \frac{n_3}{n_1} V_g \frac{2}{\sqrt{1 + \frac{4K}{D^2}}} \quad (17)$$

Finalmente, el parámetro que recalca la frontera entre ambos modos de funcionamiento es:

$$K_{crit} = \left(\frac{n_3}{n_2}\right)^2 - \left(\frac{D}{2}\right)^2 \quad (18)$$

2.4. Elección de la topología del convertidor para la especificación del proyecto

En este apartado se discute la elección del convertidor oportuno para cumplir con las especificaciones del proyecto. Los criterios necesarios para la elección del convertidor se argumentan a continuación:

- La gran disparidad existente entre la tensión de entrada y la de salida presente en el caso más extremo, esto es, 110 voltios de entrada frente a los 12 voltios de la tensión de salida desemboca en la necesidad de utilizar un convertidor con aislamiento.
- El coste de la topología: se rastrea el empleo de un convertidor que presente un menor costo frente a las mismas prestaciones.
- La sencillez del convertidor: de modo semejante al criterio anterior, se explora una topología capaz de mostrar las mismas prestaciones con una menor dificultad y carga de trabajo.
- La capacidad de regulación de la topología seleccionada ha de ser considerable, pues las especificaciones del proyecto requieren la regulación de un rango de tensiones holgado.

Se deduce la necesidad de seleccionar entre las topologías Flyback y Forward. Este último utiliza un devanado más que el Flyback con el fin de desmagnetizar la bobina, ello conlleva una acentuación de las pérdidas y un aumento del coste. Por estos motivos la topología Flyback es la que mayor uso presenta en aplicaciones de poca potencia como la que discutimos en este proyecto. Asimismo presenta una mayor capacidad de regulación.

Finalmente el convertidor Flyback representa la topología seleccionada para los fines de este trabajo fin de grado. En este caso el empleo del transformador dota al convertidor de aislamiento y permite realizar la conversión de tensiones con ciclos de trabajo cómodos.



CAPÍTULO 3. ESTUDIO DEL CONVERTIDOR FLYBACK

3.1 Funcionamiento y formas de onda

Cuando se cierra el interruptor S (T_{ON}) la corriente de entrada circula por el transformador de manera que se almacena energía en la bobina del primario. Debido a la polaridad inversa del secundario del transformador con respecto al primario no se transmite energía a la carga R_o debido a que el diodo D funciona en modo inverso. En este instante de tiempo el condensador se descarga entregando tensión a la carga, por ello la corriente por el condensador C toma el valor invertido de la corriente de salida.

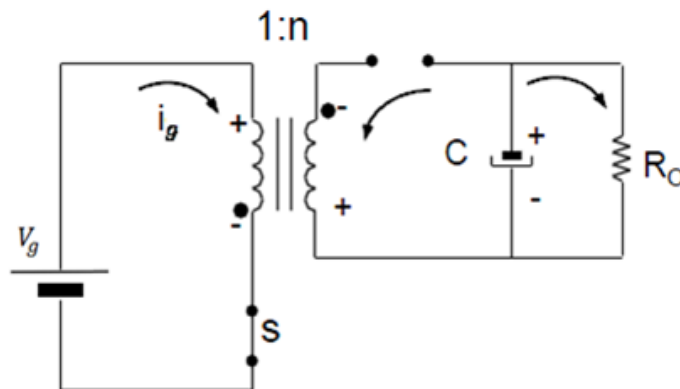


Figura 13. Funcionamiento durante T_{ON} . (2015).Flyback funcionamiento general [figura]. Recuperado de apuntes de la asignatura electrónica de potencia. Curso académico 2015/2016. Universidad Carlos III de Madrid.

En el instante en el cual el transistor se apaga (T_{OFF}) se transfiere la energía almacenada al secundario del transformador, por lo que la corriente por la inductancia magnetizante disminuye. En estas condiciones el diodo conduce cargando el condensador de la salida y suministrando corriente a la carga.

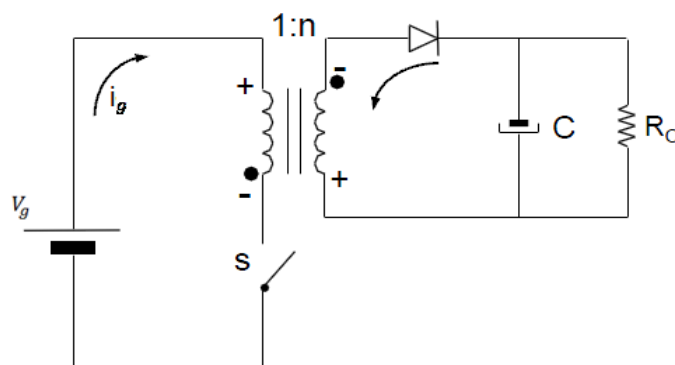


Figura 12. Funcionamiento durante T_{OFF} . (2015).Flyback funcionamiento general [figura]. Recuperado de apuntes de la asignatura electrónica de potencia. Curso académico 2015/2016. Universidad Carlos III de Madrid.

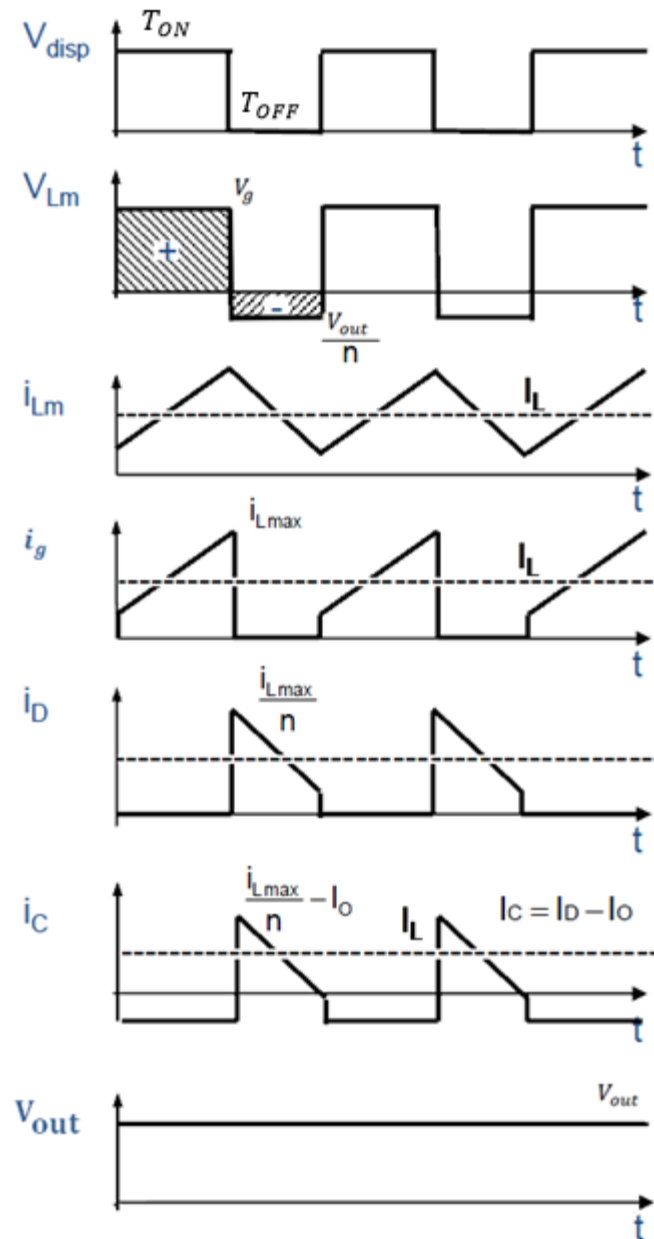


Figura 14. Formas de onda del convertidor Flyback en modo de conducción continuo. (2015) Flyback, modo de conducción continuo [figura]. Recuperado de apuntes de la asignatura electrónica de potencia. Curso académico 2015/2016. Universidad Carlos III de Madrid.

Debido a la acción de la inductancia magnetizante, no es necesaria la inclusión de una bobina a la salida.

Es conveniente reparar que para mantener las condiciones de régimen permanente (tensión media por la inductancia y corriente media por el condensador nulas), una menor tensión de entrada conlleva un ciclo de trabajo superior. De modo antagónico, una tensión de entrada superior resulta en un ciclo de trabajo inferior.

3.2 Cálculos teóricos

Previamente al estudio, se justifican los requisitos del convertidor. La potencia de salida, las tensiones de entrada y salida, y el rizado de esta última son condiciones externas, puesto que el convertidor forma parte de una circuitería mayor. En cambio, la frecuencia de conmutación es escogida por el diseñador, de valor 100 kilo hercios, dicha elección se argumenta en el capítulo 6. Finalmente, el ciclo de trabajo máximo (50%) viene dado por la ferrita del transformador, dado que a mayores ciclos de trabajo el transformador se satura.

La mínima tensión de entrada (24V) ocasiona el mayor ciclo de trabajo (50%). Introduciendo estos valores en la función de transferencia del Flyback en el modo de conducción continuo (expresión 13) y conociendo la tensión de salida (12V) se adquiere la relación de transformación: $n = 0.5$.

Cuando se diseña una fuente de alimentación en MCC se realiza para carga máxima. Cuando esta disminuye se corre el riesgo de poder entrar en el modo de conducción discontinuo. Por tanto conviene diseñar garantizando una carga mínima de modo que la intensidad mínima a la que permanece en MCC esté muy alejada de la nominal. Para carga máxima la corriente de salida toma el valor:

$$I_{outm\acute{a}x} = \frac{P_{m\acute{a}x}}{V_{out}} = \frac{50}{12} = 4.161 \text{ A} \quad (19)$$

Y para una carga mínima garantizada del 10% desciende a:

$$I_{outm\grave{i}n} = \frac{P_{m\grave{i}n}}{V_{out}} = \frac{5}{12} = 0.416 \text{ A} \quad (20)$$

Suponiendo el peor de los casos, es decir, la frontera entre MCC y MCD, basándose en la expresión 2 es necesario garantizar un rizado menor que:

$$\Delta i = 2I_L = 2 * 0.416 = 0.832 \text{ A} \quad (21)$$

El elemento encargado de asegurar el MCC es la bobina cuyo valor se puede deducir de su ecuación característica (ecuación 22). Tomando un periodo de tiempo dónde el valor de la tensión es constante la expresión toma la forma de la ecuación 23. Estudiando su comportamiento a lo largo del tiempo de conducción del MOSFET (tensión constante), y para las condiciones extremas de tensión y rizado de corriente mínimos, se obtiene el valor de la ecuación 24.

$$v = L \frac{di}{dt} \quad (22)$$

$$V_L = L \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (23)$$

$$L = V_L \frac{\Delta t}{\Delta i} = 24 * \frac{5 * 10^{-6}}{0.832} = 144.230 \mu H \quad (24)$$

Al no poder encontrar un valor tan específico en el mercado, y puesto que al aumentar la inductancia se apacigua el rizado de la corriente, se escoge una inductancia de $150 \mu H$.

Ante dicho valor de la inductancia es necesario recalcular el rizado de corriente y la corriente máxima que circula por la misma:

$$\Delta i = V_L \frac{\Delta t}{L} = 24 * \frac{5 * 10^{-6}}{150 * 10^{-6}} = 0.8 A \quad (25)$$

$$I_{Lpk} = I_L + \frac{\Delta i}{2} = 4.161 + \frac{0.8}{2} = 4.561 A \quad (26)$$

Por su parte el funcionamiento del condensador viene reflejado por la expresión 27, que estudiada en un periodo de tiempo dónde la corriente que circula por él es constante desemboca en la ecuación 28. Analizando su funcionamiento durante la conducción por parte del transistor (DT) en el que la corriente por el condensador se iguala a la corriente de salida (constante en ese periodo de tiempo) y asumiendo condiciones extremas de diseño (rizado de la tensión de salida y corriente de salida máximos) se deduce el valor de la ecuación 29.

$$i_c = C \frac{dv}{dt} \quad (27)$$

$$I_c = C \frac{\Delta v}{\Delta t} \quad (28)$$

$$C = \frac{I_{outmax} DT}{V_{out} * 0.03} = \frac{4.561 * 0.5 * 10 * 10^{-6}}{12 * 0.03} = 57.782 \mu F \quad (29)$$

Procediendo de igual modo que con el valor de la inductancia, se toma un valor de la capacidad de $100 \mu F$.

Finalmente se analizan los valores extremos de corriente y tensión soportados tanto por los semiconductores como por cualquiera de los devanados del transformador:

- Diodo

$$V_{Dmax} = V_{gmax} n + V_{out} = 110 * 0.5 + 12 = 67 V \quad (30)$$

$$I_{Dmax} = I_{smax} = I_{Lpk} \frac{1}{n} = 2 I_{Lpk} = 2 * 4.561 = 9.122 A \quad (31)$$

$$I_D = I_s = \frac{I_L (1 - D)}{n} = \frac{4.156 * 0.5}{0.5} = 4.156 A \quad (32)$$

▪ MOSFET

$$V_{DSm\acute{a}x} = V_{gm\acute{a}x} + V_{out} * \frac{1}{n} = 134 V \quad (33)$$

$$I_{DSm\acute{a}x} = I_{Lpk} = 4.561 A \quad (34)$$

$$I_{DS} = I_g = I_L D = 4.161 * 0.5 = 2.08 A \quad (35)$$

▪ Transformador

• Devanado Primario

$$\text{Durante } T_{ON}: V_{pm\acute{a}x} = V_{gm\acute{a}x} = 110 V \quad (36)$$

$$I_{pm\acute{a}x} = 0 A \quad (37)$$

$$\text{Durante } T_{OFF}: V_{pmin} = -V_{out} \frac{1}{n} = -24 V \quad (38)$$

$$I_{pmin} = -I_{Lm\acute{a}x} = -4.561 A \quad (39)$$

Por tanto:

$$-24 V \leq V_p \leq 110 V$$

$$-4.561 A \leq I_p \leq 0 A$$

$$I_p = -I_L * D = -2.08 A \quad (40)$$

• Devanado Secundario

$$\text{Durante } T_{ON}: V_{smin} = -V_{pmax} n = -110 * 0.5 = -55 V \quad (41)$$

$$I_{smin} = 0 A \quad (42)$$

$$\text{Durante } T_{OFF}: V_{smax} = V_{out} = 12 V \quad (43)$$

$$I_{smax} = -\frac{I_{pmax}}{n} = -\frac{4.561}{0.5} = 9.122 A \quad (44)$$

Por tanto:

$$-55 V \leq V_s \leq 12 V$$

$$0 A \leq I_s \leq 9.122 A$$

$$I_s = \frac{-I_p}{n} = \frac{2.08}{0.5} = 4.156 A \quad (45)$$

Por último, se corroboran dichos cálculos a través de su validación con la herramienta software de ayuda al diseño PSim:

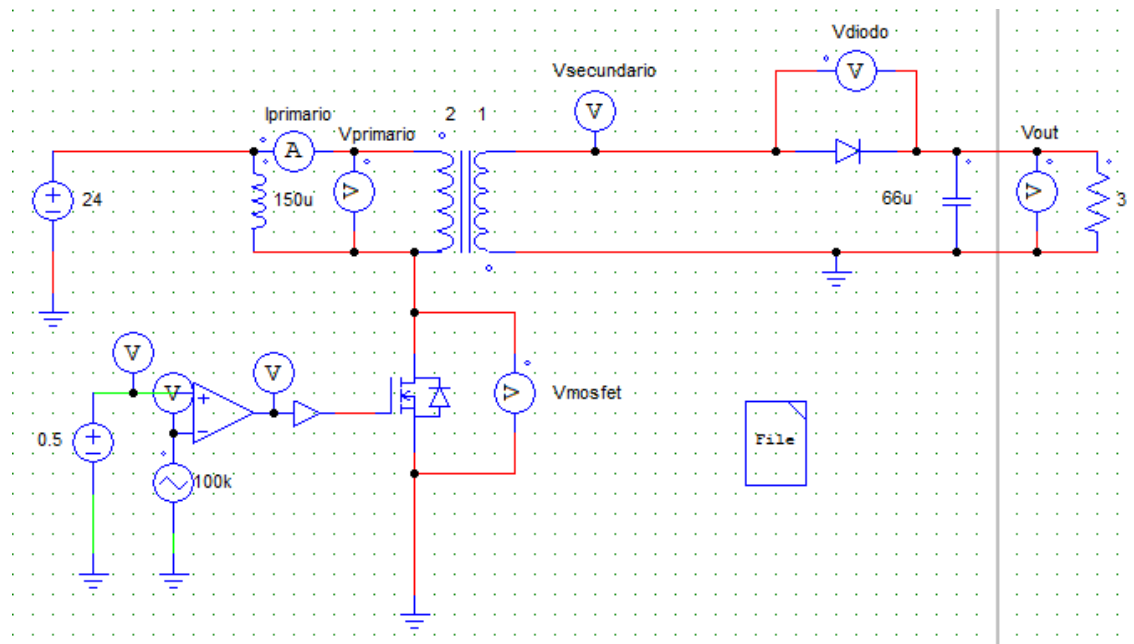


Figura 15. Convertidor Flyback con ciclo de trabajo del 50%

En las formas de onda de la figura 16 se corroboran las relaciones establecidas en las ecuaciones 30-45, no así los valores exactos de dichas ecuaciones, pues en los cálculos elaborados por el diseñador se pierden decimales.

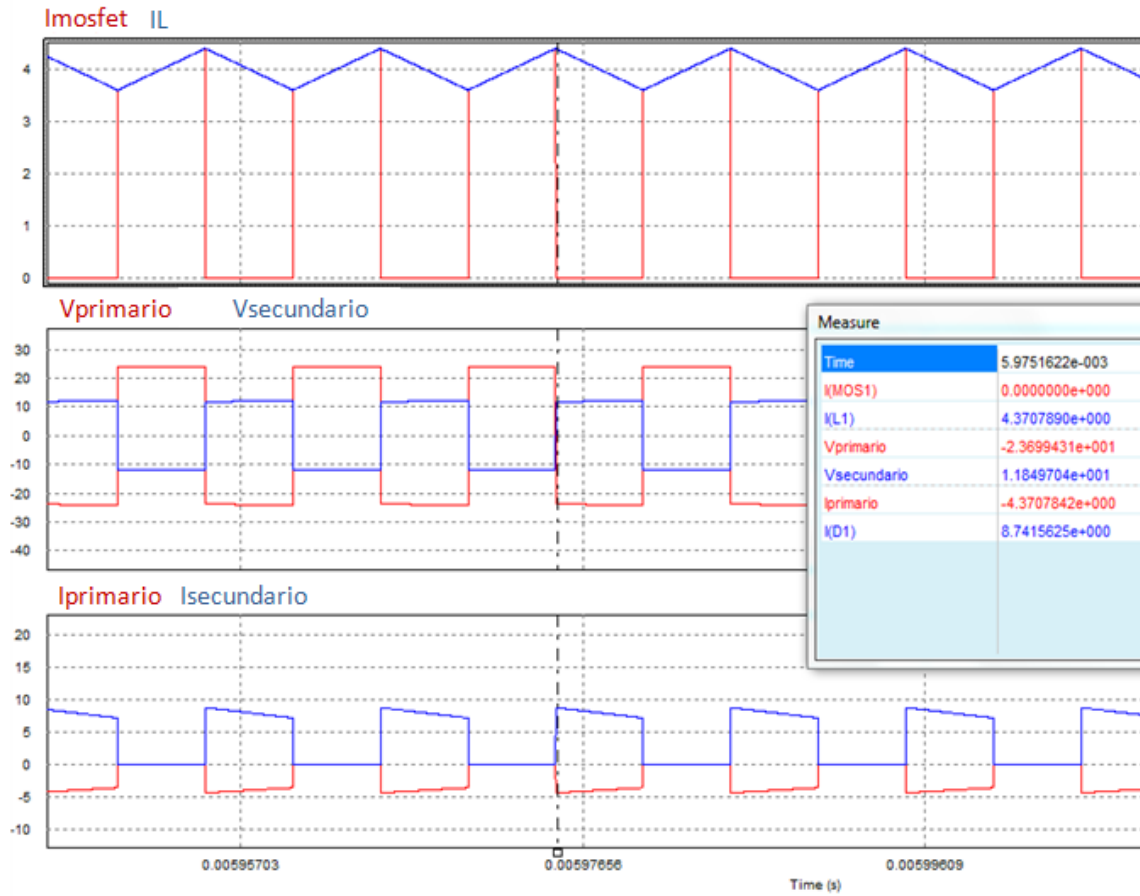


Figura 16. Formas de onda de las corrientes y tensiones de los devanados y corriente por el MOSFET.



CAPÍTULO 4. ESTUDIO DEL **RENDIMIENTO**

4.1 Pérdidas en el convertidor

Hasta ahora se ha supuesto un funcionamiento ideal del convertidor, no obstante esas condiciones idílicas no tienen lugar en los convertidores reales. En la realidad se producen pérdidas en los semiconductores (diodos, tiristores, IGBT, MOSFETS) y en elementos parásitos de componentes como la bobina, el condensador, cables, etc. Las imperfecciones de los distintos componentes generan pérdidas como las pérdidas por conducción, por conmutación o por recuperación inversa.

4.1.1 Pérdidas en Conducción

Son las de mayor influencia en gran parte de las aplicaciones y se producen durante el estado de conducción del convertidor, es decir, cuando el transistor se encuentra conduciendo. A lo largo de este instante los componentes del convertidor consumen cierta energía, que liberan en forma de calor al circular por ellos una corriente. A continuación se describen los modelos de los distintos elementos comunes a todas las topologías:

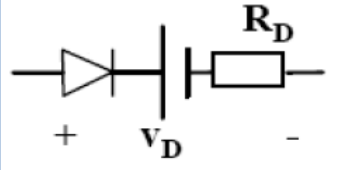
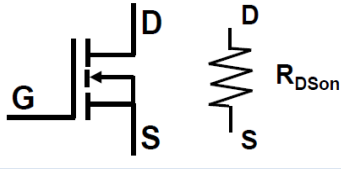
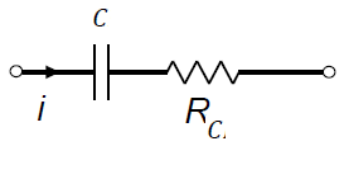
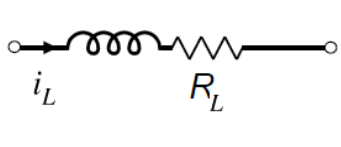
Componente	Modelo Real	Expresión Potencia Pérdida Conducción
Diodo	 <p>Figura 17. Modelo real del diodo</p>	$P_d = V_d * I_d + R_d * I_d^2$ <p>(46)</p>
Transistor MOSFET	 <p>Figura 18. Modelo real del MOSFET</p>	$P_{MOSFET} = R_{DSon} * I_{ds}^2$ <p>(47)</p>
Condensador	 <p>Figura 19. Modelo real del condensador</p>	$P_C = R_C * I_C^2$ <p>(48)</p>
Bobina	 <p>Figura 20. Modelo real de la bobina</p>	$P_L = R_L * I_L^2$ <p>(49)</p>

Tabla 2. Modelos reales de los componentes

4.1.1.1 Modelado de pérdidas en conducción del convertidor Flyback.

El modelado pretende simular el funcionamiento real del convertidor en cuanto a pérdidas en conducción se refiere, con el objeto de obtener una función de

transferencia que recoja la influencia de los elementos parásitos de los distintos componentes. De esta manera se posibilita la comparación del rendimiento del convertidor en función del empleo de distintos componentes de la misma familia.

En el caso del convertidor Flyback, el transformador también origina pérdidas, pudiéndose modelizar con una resistencia en el devanado primario (R_p) y otra en el secundario (R_s), dando lugar a la siguiente expresión:

$$P_{transformador} = R_p * I_p^2 + R_s * I_s^2 \quad (50)$$

Donde I_p , I_s reflejan las corrientes que atraviesan el devanado primario y secundario respectivamente.

Conocidos los modelados de los distintos componentes del convertidor Flyback se efectúa el estudio de las pérdidas en conducción partiendo del circuito de la topología Flyback con el objetivo de establecer los valores de la figura 21. Donde R_{eq} representa la resistencia equivalente, m_1 y m_2 las relaciones de transformación, y V_{eq} la tensión equivalente.

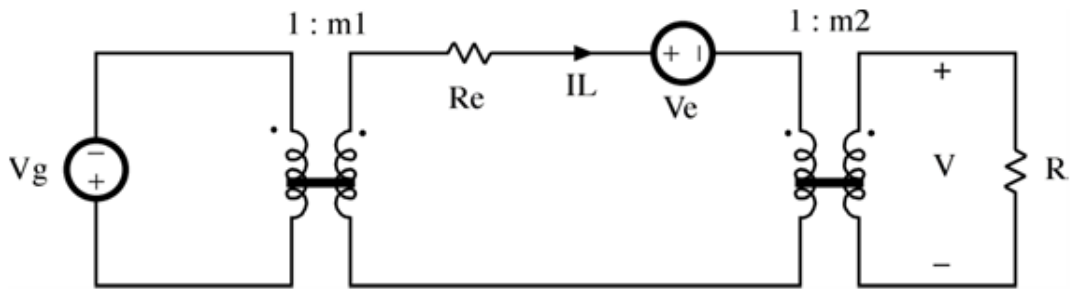


Figura 21. Circuito modelado de pérdidas por conducción del convertidor Flyback. Erickson, R.(2004). Equivalent circuit model: Flyback [figura]. Recuperado de <http://ecee.colorado.edu/copec/book/slides/Ch6slide.pdf>

El comportamiento del convertidor Flyback se puede descomponer en dos subcircuitos en función del estado del MOSFET (figuras 12 y 13 del capítulo 3). Las ecuaciones de la tensión media en la inductancia magnetizante del transformador V_L , la corriente media por el condensador I_c y la corriente media de entrada I_g correspondientes a cada subcircuito son:

Subcircuito 1	Subcircuito 2
$V_{L1} = V_g - I_g * (R_{DSon} + R_p) \quad (51)$	$V_{L2} = -\frac{1}{n}(V_{out} + I_s * (R_D + R_s) + V_d) \quad (52)$
$I_{c1} = -\frac{V_{out}}{R_{out}} \quad (53)$	$I_{c2} = I_s - \frac{V_{out}}{R_{out}} \quad (54)$
$I_{g1} = I_L \quad (55)$	$I_{g2} = 0 \quad (56)$

Tabla 3. Ecuaciones de tensión en la inductancia, corriente de entrada y por el condensador de salida

Cerciorándose que el subcircuito 1 está activo durante un periodo de tiempo DT y el subcircuito 2 lo hace durante $(1 - D)T = D_p T$ se obtienen las siguientes expresiones para la tensión media de la inductancia magnetizante y de la corriente media por el condensador de salida:

$$V_L = \frac{1}{T} V_{L1} * DT + \frac{1}{T} V_{L2} * D_p T \quad (57)$$

$$I_c = \frac{1}{T} I_{c1} * DT + \frac{1}{T} I_{c2} * D_p T \quad (58)$$

Combinando la ecuación 57 con las expresiones de V_{L1} y V_{L2} (51 y 52 respectivamente) :

$$V_L = \frac{1}{T} [V_g * DT - I_g * DT * (R_{DSon} + R_p)] - \frac{1}{nT} [V_{out} * D_p T + I_s * D_p T * (R_D + R_s) + V_d * D_p T] \quad (59)$$

Procediendo del mismo modo con la expresión 58 y las expresiones de I_{c1} e I_{c2} :

$$I_c = \frac{1}{T} \left(-\frac{V_{out}}{R_{out}} * DT \right) + \frac{1}{T} \left(I_s * D_p T - \frac{V_{out}}{R_{out}} * D_p T \right) \quad (60)$$

Donde la ecuacion 60 modela el puerto de salida y la ecuacion 59 modela el comportamiento de la bobina. Sin embargo se desconoce el valor de la corriente de entrada I_g para modelar correctamente el puerto de entrada y obtener el circuito equivalente completo. Asimismo es necesario averiguar el valor de las corrientes del primario y del secundario en funcion de la corriente que circula por la inductancia magnetizante:

$$I_g = \frac{1}{T} I_{g1} * DT + \frac{1}{T} I_{g2} * D_p T = I_L * D \quad (61)$$

Conociendo el funcionamiento del transformador y advirtiendo que las corrientes por sus devanados se relacionan en base a:

$$I_s = -\frac{I_p}{n} \quad (62)$$

Notando que la corriente por el primario coincide con la corriente por la inductancia magnetizante pero con sentido contrario la ecuacion 51 presenta el siguiente aspecto:

$$I_s = \frac{I_L}{n} \quad (63)$$

Sustituyendo la corriente por el secundario I_s y la corriente de la entrada I_g en las ecuaciones 59 y 60 se alcanza:

$$V_L = V_g * D - I_L * D^2 * (R_{Dson} + R_p) - \frac{1}{n} [V_{out} * D_p \quad (64)$$

$$+ \frac{I_L}{n} * D_p * (R_D + R_s) + V_d * D_p]$$

$$I_c = -\frac{V_{out}}{R_{out}} * D + \frac{I_L}{n} * D_p - \frac{V_{out}}{R_{out}} * D_p \quad (65)$$

Asumiendo las condiciones de régimen permanente:

$$I_c = 0 \quad (66)$$

$$V_L = 0 \quad (67)$$

Y reorganizando los términos, finalmente se obtiene:

$$V_g * D = I_L * D^2 * (R_{Dson} + R_p) + \frac{D_p}{n} (V_{out} + \frac{I_L}{n} * (R_D + R_s) + V_d) \quad (68)$$

$$\frac{I_L}{n} * D_p = \frac{V_{out}}{R_{out}} \quad (69)$$

Los términos se han organizado de esta manera para poder traducir estas expresiones a circuitos eléctricos equivalentes como se muestra a continuación:

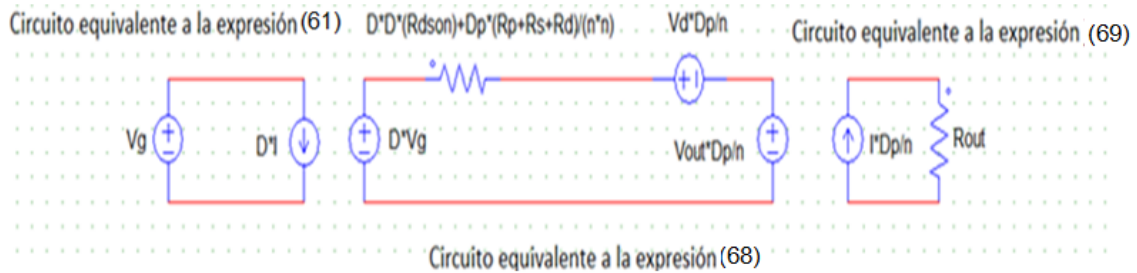


Figura 22. Circuitos equivalentes a las expresiones de I_g (61), V_L (68) e I_c (69)

Las fuentes dependientes señaladas en las figura 23 representan dos transformadores ideales:

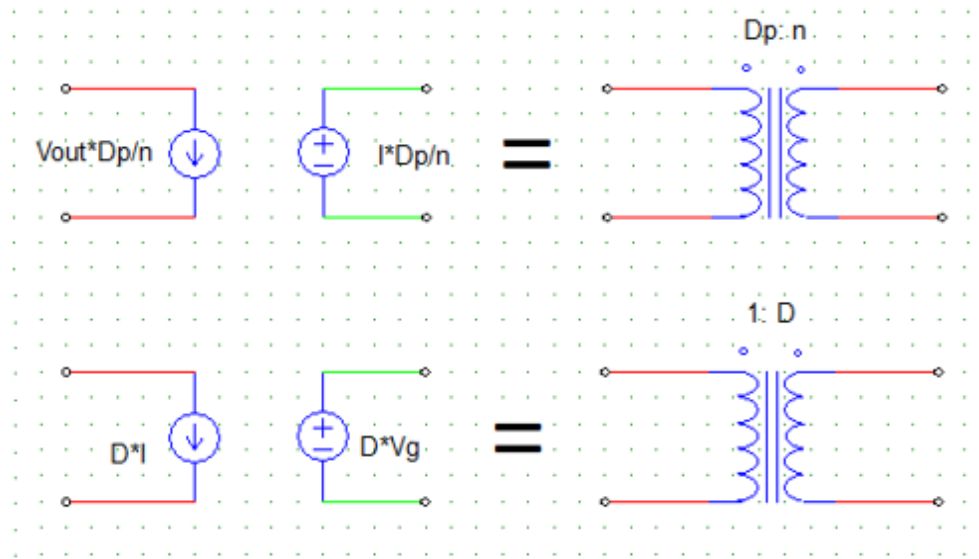


Figura 23. Correlación entre fuentes dependientes y transformadores ideales

Finalmente se pueden establecer los valores objetivo de la figura 21:

$$R_{eq} = D^2 * R_{Dson} + \frac{D_p}{n^2} (R_d + R_s + R_p) \quad (70)$$

$$V_{eq} = \frac{D_p}{n} V_d \quad (71)$$

$$m_1 = D \quad (72)$$

$$m_2 = \frac{n}{D_p} \quad (73)$$

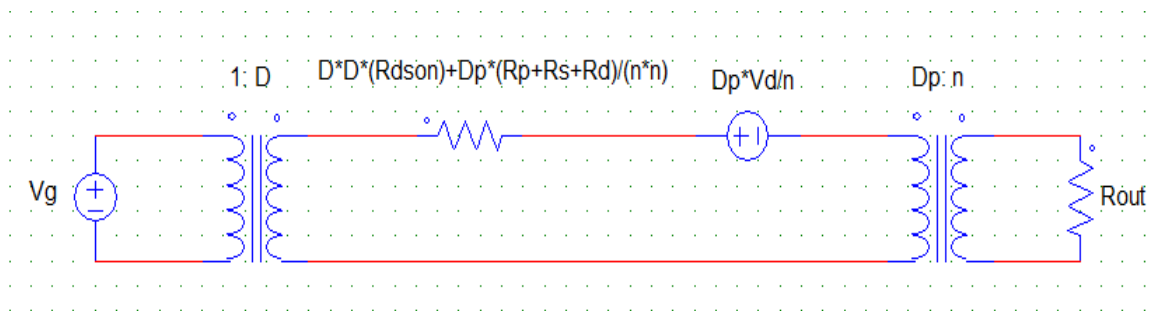


Figura 24. Circuito del modelado de pérdidas del Flyback

4.1.2 Pérdidas por conmutación.

Así se denominan a las pérdidas generadas en el transistor de potencia. Son producidas debido a la imperfección de la conmutación del MOSFET, es decir, la corriente y la tensión en el semiconductor conviven durante un reducido intervalo de tiempo tanto al encender como al apagar el transistor. Asimismo existe una pequeña tensión en el transistor cuando este no conduce. De manera aproximada se puede definir las pérdidas por conmutación como [8]:

$$P_{conmutación} = \left(\frac{V_g}{2} + V_{out} \right) * I_{Lpk} * t_{off} * f_{sw} \quad (74)$$

Es sustancial diferenciar el tiempo que el transistor permanece en reposo (T_{OFF}) del tiempo de transición (t_{off}) entre los estados de encendido y de apagado, que se define como:

$$t_{off} = t_r + t_f \quad (75)$$

Siendo t_r el tiempo de transición entre el estado de reposo y el estado activo o “*rising time*” y t_f el tiempo de transición inverso o “*falling time*”. Sustituyendo la expresión de la corriente de pico por la bobina (expresión 76) en la expresión de las pérdidas por conmutación obtenemos:

$$I_{Lpk} = I_L + \frac{\Delta i}{2} = I_L + \frac{1}{2} \frac{V_g * D * T}{L} \quad (76)$$

$$P_{conmutación} = \left(\frac{V_g}{2} + V_{out} \right) * \left(I_L + \frac{1}{2} \frac{V_g * D * T}{L} \right) * t_{off} * f_{sw} \quad (77)$$

Se puede observar que las pérdidas son directamente proporcionales a la frecuencia de conmutación del convertidor. Sin embargo, al reducir la frecuencia de conmutación el funcionamiento del convertidor puede verse perjudicado y el coste de los componentes se hace mayor. Este hecho se estudiará en el capítulo 6.

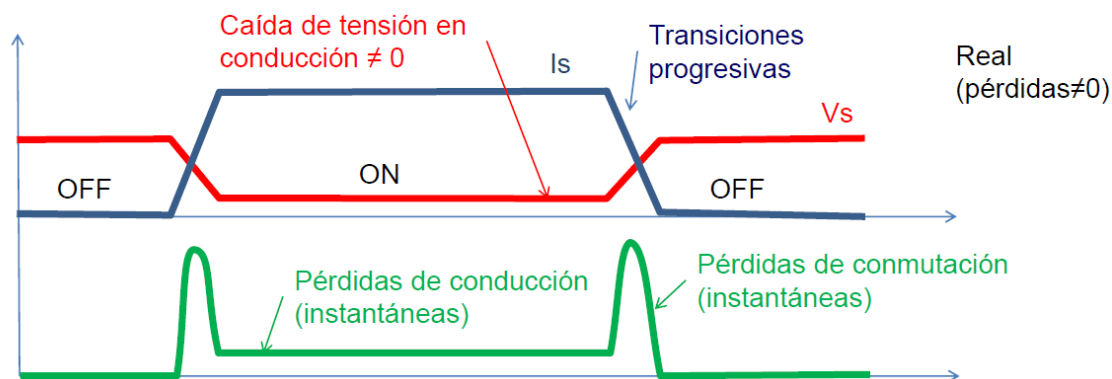


Figura 25. Formas de onda de las pérdidas de conducción en el MOSFET.(2015).Pérdidas interruptor real [figura]. Recuperado de apuntes de la asignatura electrónica de potencia. Curso académico 2015/2016. Universidad Carlos III de Madrid.

4.1.3 Pérdidas de recuperación inversa.

Son las pérdidas dinámicas producidas en el diodo de potencia provocadas cuando el semiconductor pasa de polarización directa a polarización inversa repentinamente (figura 27). El diodo sigue conduciendo debido a la existencia de diminutos portadores de energía que permanecen en la unión P-N (figura 26). Estos portadores requieren de un tiempo t_{rr} ("reverse recovery time") para neutralizarse. Este parámetro ejerce un papel vital en este tipo de pérdidas. De manera aproximada puede tomar la siguiente expresión como cuantificación de estas pérdidas:

$$P_{RI} = V_R * f_{sw} * (Q_{rr} + t_{rr} * I_r) \quad (78)$$

Dónde P_{RI} refleja las pérdidas de recuperación inversa, Q_{rr} representa la carga de recuperación inversa, I_r y V_R son respectivamente la corriente y la tensión que circulan por el diodo, f_{sw} la frecuencia de conmutación y t_{rr} el tiempo de recuperación inversa.

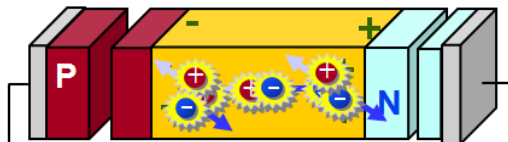


Figura 27. Portadores de energía en la unión P-N del diodo.
Rico Secades, M. (2010). Avalancha primaria [figura].

Recuperado de
www.uniovi.es/sebas/S_E_Alimentacion/Leccion_4_El_diodo.ppt

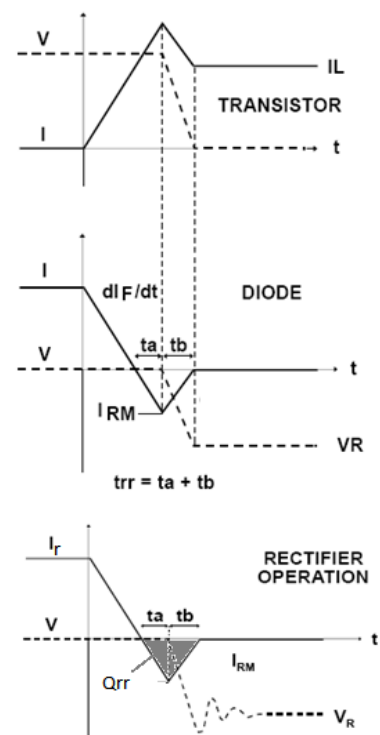


Figura 26. Formas de onda de las pérdidas por recuperación inversa. Rico Secades, M. (2010). Velocidad de conmutación [figura]. Recuperado de www.uniovi.es/sebas/S_E_Alimentacion/Leccion_4_El_diodo.ppt

4.2 Ecuación del rendimiento

Idealmente se ha supuesto que un convertidor de potencia tiene un rendimiento del 100%: la potencia que entra es igual a la potencia que sale. En los circuitos reales esto no ocurre y el rendimiento se define como la relación entre la potencia útil entregada a la carga P_{out} y la potencia de entrada al convertidor P_{in} definida por la potencia de salida más las pérdidas $P_{pérd}$. Finalmente el rendimiento toma la expresión:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{pérd}} = \frac{V_{out} * I_{out}}{V_{out} * I_{out} + P_{switch} + P_{RI}} \quad (79)$$

A partir del circuito de modelado de pérdidas en conducción (figura 24) se alcanza una expresión de la tensión y de la corriente de salida en función de los parámetros que condicionan dichas pérdidas:

$$V_{out} = \frac{D}{D_p} V_g - V_d - I_L * R_{eq} \quad (80)$$

$$I_{out} = \frac{D_p}{n} * I_L \quad (81)$$

Donde R_{eq} responde a la expresión 70. En última instancia, reuniendo las definiciones de los diferentes tipos de potencias pérdidas (expresiones 77 y 78) junto con las expresiones de la tensión y corriente de salida (80 y 81 respectivamente), la ecuación del rendimiento queda definida de la siguiente manera:

$$\eta = \frac{\frac{D}{D_p} V_g - V_d - I_L * R_{eq} * \frac{D_p}{n} * I_L}{\frac{D}{D_p} V_g - V_d - I_L * R_{eq} * \frac{D_p}{n} * I_L + \left(\frac{V_g}{2} + V_{out} \right) * \left(I_L + \frac{1}{2} \frac{V_g * D * T}{L} \right) * t_{off} * f_{sw} + V_R * f_{sw} * (Q_{rr} + t_{rr} * I_r)} \quad (82)$$

4.3 Comprobación de la ecuación del rendimiento

Para la comprobación de los cálculos se han establecido tres niveles de abstracción:

1. Lazo de control abierto del circuito Flyback simulado en PSIM (figura 28)
2. Circuito de modelado de pérdidas simulado en PSIM (figura 29)
3. Ecuación de la tensión de salida en función de los parámetros disipadores de potencia (expresión 80)

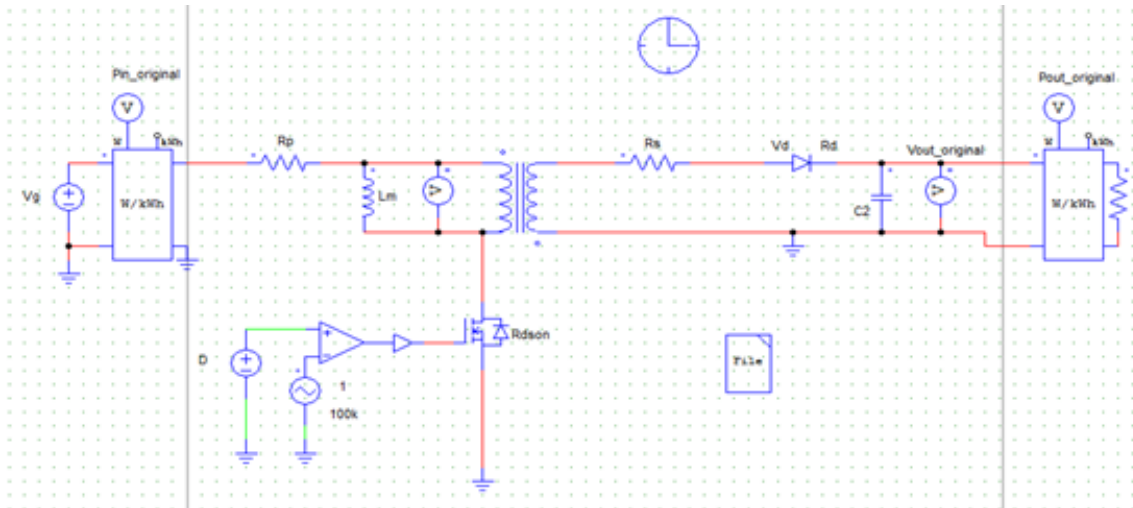


Figura 28. Lazo de control abierto del convertidor Flyback

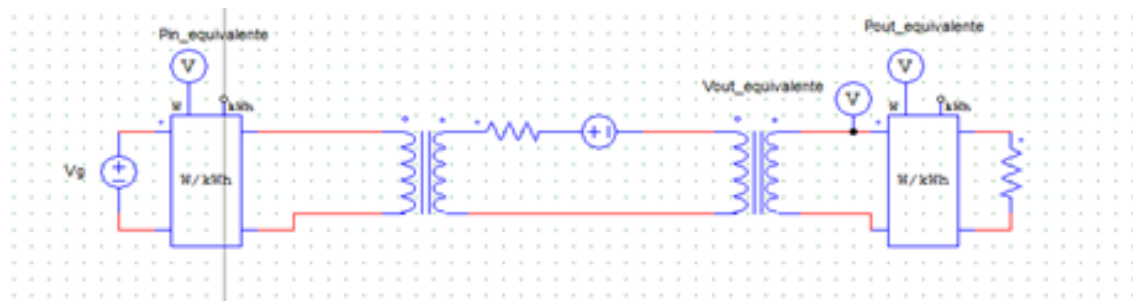


Figura 29. Modelado de pérdidas del Flyback

Para verificar la correspondencia del modelado de pérdidas en conducción ($V_{out_equivalente}$) con el circuito Flyback originario ($V_{out_original}$) se equiparan tanto las tensiones generadas a la salida de ambos circuitos como las potencias de entrada y salida de los mismos. Como se contempla en las figuras 30 y 31 la equivalencia es notable. Para mayor seguridad se ha realizado un barrido del ciclo de trabajo desde el 10% hasta el 90% cuyos valores se recogen en la tabla 4. Asimismo se muestra el

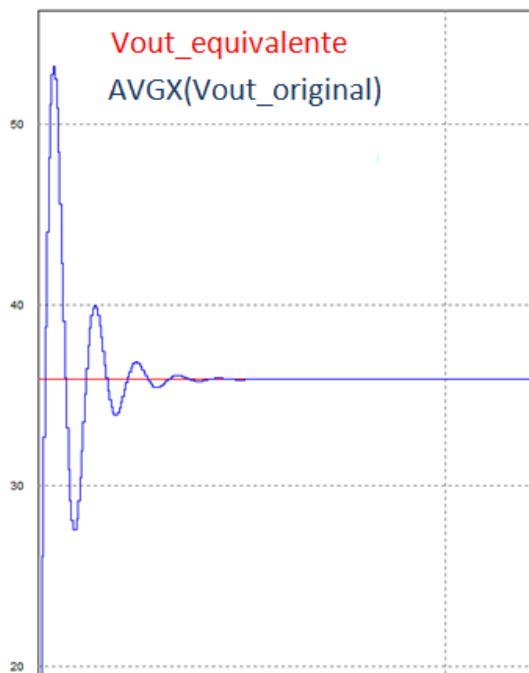


Figura 30. Correlación de la tensión de salida del Flyback original y el modelado de pérdidas en conducción



Figura 31. Correlación de potencias de entrada y salida entre el Flyback y el modelado de pérdidas en conducción.

error o diferencia entre las tensiones de salida de ambos circuitos, advirtiéndose un error máximo del 0,87% . En última instancia se constata la correspondencia de la ecuación 80 con los dos niveles de abstracción previos.

Ciclo de trabajo (%)	Tensión de salida del Flyback (Vout_original)	Tensión de salida del modelado de pérdidas en conducción (Vout_mod_pérd)	Error entre Vout_original y Vout_mod_pérd (%)	Ecuación de la tensión de salida	Error entre Vout_original y la ecuación de la tensión de salida (%)
10	3,1825	3,1841	0,0502	3,1841	0.0502
20	8,0298	8,0365	0,0834	8,0365	0.0833
30	14,2593	14,2725	0,0925	14,2726	0.0931
40	22,5633	22,5823	0,0842	22,5823	0.0841
50	34,1854	34,2059	0,0599	34,2060	0.0602
60	51,6056	51,6182	0,0244	51,61839	0.0247
70	80,5896	80,5720	-0,0218	80,5720	0.0218
80	138,3122	138,1944	-0,0851	138,1937	0.0857
90	308,7789	311,4611	0,8686	307,7737	0.3266

Tabla 4. Comprobación de la ecuación de la tensión de salida del modelado de pérdidas en conducción

4.4 Conclusiones

La tabla 4 ilustra la correspondencia entre la ecuación de la tensión de salida extraída del modelado de pérdidas en conducción y la tensión de salida del convertidor Flyback que incluye los elementos parásitos causantes de dichas pérdidas. Se contempla que el error máximo entre ambas es de apenas 0.3266%, lo que dota a la ecuación de la tensión de salida del circuito de pérdidas en conducción de un alto grado de fiabilidad.

Dicha ecuación incluye, como ya se ha mencionado, los elementos de los distintos componentes del convertidor que generan pérdidas por conducción. La obtención de esta ecuación es de vital importancia, pues permite su inclusión en la expresión del rendimiento (ecuación 82), lo que deriva en la posibilidad de contrastar diferentes componentes en función del rendimiento que otorgan al convertidor.



CAPÍTULO 5. ELECCIÓN DE LOS COMPONENTES

A la hora de la selección de los distintos componentes es vital tener en cuenta el precio de los componentes sin dejar de lado el peso del rendimiento, por ello se ha elaborado una figura de mérito que responde a la siguiente expresión:

$$\text{Figura de mérito} = F.d.m = \frac{0.25}{\text{Coste unitario}} + \text{Rendimiento} * 0.75 \quad (83)$$

De este modo, un coste unitario menor resulta en una figura de mérito mayor. Asimismo, a mayor rendimiento del convertidor da pie a un valor superior de la figura de mérito. Esta última otorga una importancia mayor al rendimiento (75%) que al coste unitario (25%).

La construcción del convertidor está limitada a los componentes presentes en el laboratorio de la universidad, por ello el precio representativo reside en el coste unitario al pedir grandes cantidades de componentes.

A su vez se ha realizado una comparación del precio ofrecido por distintos proveedores dependiendo del semiconductor al que nos referimos, seleccionando el que oferta el menor coste:

- 1) MOSFET
 - a) Digikey
 - b) Rs-online
 - c) Mouser

- 2) Diodo
 - a) Rs-online
 - b) Farnell
 - c) Digikey
 - d) Heisener
 - e) Diodes Incorporated

- 3) Condensador
 - a) Mouser
 - b) Digikey
 - c) Su-scoon

5.1. Elección de los semiconductores

Para la elección de los distintos semiconductores se ha llevado a cabo una comparación de distintos componentes de diferentes fabricantes como pueden ser Texas Instruments, OnSemiconductors, Vishay Siliconix, STMicroelectronics, Infineon o Diodes incorporated.

Partiendo de las hojas de características de los distintos semiconductores se adquieren los parámetros que influyen de manera específica en el rendimiento del convertidor. Es suficiente incluir el valor de estos parámetros en la ecuación que se ha obtenido del rendimiento del convertidor Flyback (expresión 82) y su precio para extraer el elemento óptimo, es decir, aquel a partir del cual se obtiene una figura de mérito mayor.

Como se puede apreciar, el rendimiento depende de muchos parámetros. Por ello, se conservan constantes los parámetros ajenos al semiconductor bajo estudio, no así con aquellos que dependen del semiconductor en cuestión con el fin de que la comparación sea equitativa.

Estos parámetros que se mantienen constantes son:

- Aquellos que representan condiciones extremas:
 - ✓ $V_g = 110 \text{ V}$
 - ✓ $I_L = 4.1667 \text{ A}$
- Aquellos los cuales son desconocidos por el momento, ya que sus valores dependen de la implementación real del componente:
 - ✓ $R_{\text{primario}} = 100 \text{ m}\Omega$
 - ✓ $R_{\text{secundario}} = 100 \text{ m}\Omega$

5.1.1. Transistor MOSFET

Los parámetros de los cuales depende el rendimiento en cuanto al comportamiento del MOSFET se refiere son tanto el tiempo consumido en transitar de un estado a otro (t_{off}) como la resistencia serie en conducción (R_{DSon}), los cuales se obtienen de las hojas de características de los distintos componentes.

Rendimiento	Descripción	Vg	IL	Rprimario	Rsecundario	R_{DSon}	t_{off}	Rdiodo	Vdiodo	Qrr	Trr	Pswitch	Precio(€)	F.d.m
0.879141283	SUM65N20-30	110	2.5379	0.1000	0.1000	0.03	0.000000045	0.001	0.7	0.0000005	0.00000013	0.963176322	1.92	0.79
0.835349236	STB80N20M5	110	2.5379	0.1000	0.1000	0.019	0.000000176	0.001	0.7	0.0000005	0.00000013	3.767089615	2.03	0.75
0.887671609	IRFS4227PBF	110	2.5379	0.1000	0.1000	0.022	0.000000021	0.001	0.7	0.0000005	0.00000013	0.449482284	1.87	0.80
0.883748205	IRF740	200	2.5379	0.1000	0.1000	0.0108	0.000000032	0.001	0.7	0.0000005	0.00000013	0.684925385	1.64	0.82

Tabla 5. Comparación de las figuras de mérito del MOSFET

Nótese que el resto de parámetros que no dependen del componente bajo estudio han sido escogidos arbitrariamente, pues la importancia radica en la comparación del rendimiento entre semiconductores de la misma familia, en este caso, transistores MOSFET. Atendiendo al criterio de la figura de mérito el transistor MOSFET seleccionado es el **IRF740**.

5.1.2. Diodo Schottky

En la electrónica de potencia se utilizan diodos Schottky puesto que proporcionan transiciones muy veloces entre los estados de conducción directa e inversa y por tanto ofrecen reducidas pérdidas. Los parámetros influyentes en el rendimiento son aquellos que aparecen en las

Rendimiento	Descripcion	Vg	IL	Rprimario	Rsecundario	R_{DSon}	t_{off}	Rdiodo	Vdiodo	Qrr	Tr	Pinv	coste (€)	Ratio
0.895178775	STPS30120DJF	110	2.5379	0.1000	0.1000	0.0108	0.000000032	0.0865	0.79	0.000000415	0.000000132	4.565	1.01	0.92
0.89347373	MBR1080G	110	2.5379	0.1000	0.1000	0.0108	0.000000032	0.0767	0.7	0.00000043	0.0000001	4.73	0.49	1.18
0.874363562	MBRS1100T3	110	2.5379	0.1000	0.1000	0.0108	0.000000032	0.0909	0.83	0.00000052	0.000000176	5.72	0.3	1.49

Tabla 6. Comparación de las figuras de mérito del diodo

pérdidas por recuperación inversa (Q_{rr}, t_{rr}) junto con los que influyen las pérdidas por conducción (V_d, R_d).

Los parámetros dependientes del tipo de transistor (t_{off}, R_{DSon}) se corresponden con aquellos valores correspondientes al MOSFET seleccionado en el apartado anterior.

Finalmente el diodo seleccionado es el **MBRS1100T3** por proporcionar una figura de mérito superior al resto.

5.2. Selección del condensador

Como se mencionó con anterioridad la resistencia serie equivalente (ESR) del condensador es la causante del rizado de tensión al circular por ella el rizado de la corriente. Aquel condensador que presente una ESR menor proveerá mejores prestaciones al convertidor.

	Capacidad	V _{máx}	ESR(mΩ)	Coste(€)	Pidiendo 1000 (€)
CGR663U7R5V4C	100uF	12	6.8	3.75	1.78
ECASD91B107M012K00	100uF	12.5	12	3.55	1.78
A700X107M12RATE012	100uF	12.5	12	3.8	2.11

Tabla 7. Comparación prestaciones de condensadores

Es importante notar que a pesar del valor obtenido teóricamente ($57.782\mu F$), no se ofertan valores tan específicos.

El condensador elegido es el **CGR663U7R5V4C** debido a que su mayor coste con respecto al resto se anula al pedir ingentes cantidades. Asimismo su reducida ESR es un factor primordial.

No se estudia el rendimiento ni la figura de mérito en este apartado debido a que la ESR no se ha considerado en las expresiones anteriores. La razón es que este estudio se ha basado en un modelo promediado en régimen permanente, lo que desemboca en la no consideración directa del efecto de la ESR del condensador.

5.3. Conclusiones

Tras la confrontación de las prestaciones de los distintos elementos, se han escogido los componentes que conceden una figura de mérito de mayor valor o una ESR menor en el caso del condensador. Los componentes seleccionados como parte del convertidor Flyback se recogen en la siguiente tabla:

Componente	Descripción
Condensador	CGR663U7R5V4C
Transistor MOSFET	IRF740
Diodo Schottky	MBRS1100T3

Tabla 8. Condensador, MOSFET y diodo Schottky seleccionados



CAPÍTULO 6. DISEÑO DEL **TRANSFORMADOR**

Llegados a este punto, tal y como se mencionó en el capítulo 2, es necesario aclarar que el transformador del convertidor Flyback no es un transformador como tal, sino que este tipo de convertidor está diseñado con bobinas acopladas.

Si bien constructivamente ambos términos son similares puesto que se bobinan en torno a un núcleo, generalmente las bobinas acopladas se diseñan con entrehierro con el fin de almacenar energía. Este hecho no es muy común en los transformadores.

En términos de energía los transformadores no la almacenan, la transfieren del primario al secundario de manera instantánea. Por el contrario, las bobinas acopladas almacenan la energía durante T_{ON} y la transmiten durante T_{OFF} .

6.1. Tipos de transformadores.

Como se mencionó en el capítulo 2, en función de la topología del convertidor el transformador puede estar configurado de diferentes modos. En la actualidad, las tres variaciones generales son *half-bridge*, *full-bridge* y *single ended*.

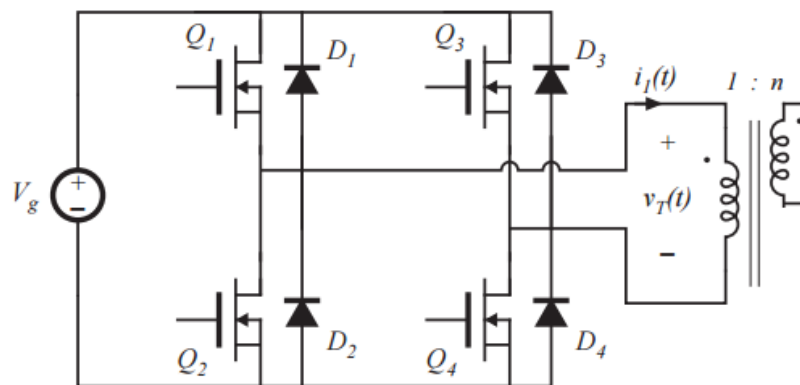


Figura 32. Full-bridge. Erickson, R. (2004). Full-bridge isolated buck converter [figura]. Recuperado de <http://ecee.colorado.edu/copec/book/slides/Ch6slide.pdf>

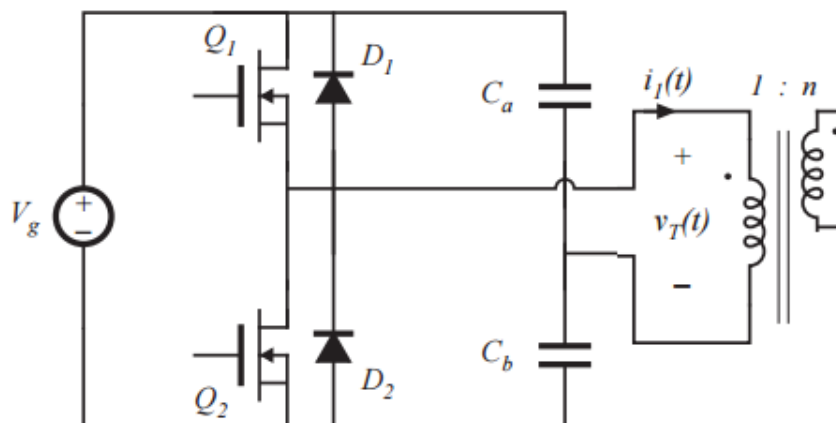


Figura 33. Half-bridge. Erickson, R. (2004). Half-bridge isolated buck converter [figura]. Recuperado de <http://ecee.colorado.edu/copec/book/slides/Ch6slide.pdf>

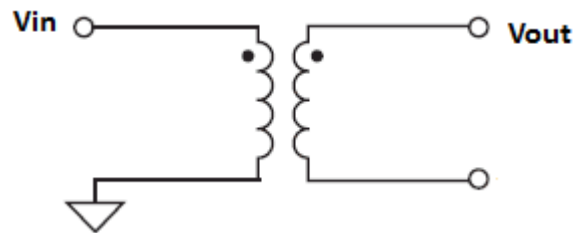


Figura 34. Transformador con configuracion Single-ended

El transformador de este proyecto responde a la configuración *single-ended* pues es la técnica más popular para aplicaciones con tensiones de salida reducidas. En muchas ocasiones, la tensión que sufre el MOSFET cuando no conduce puede ser el doble que la tensión de entrada. De igual manera, cuando conduce, la corriente de pico que circula por sus terminales puede ser superior al doble de la corriente media de la entrada. Por estos motivos, el empleo de esta configuración en particular se presenta restringido a aplicaciones que trabajan con potencias por debajo de los 500 vatios [7].

Con el fin de prevenir la saturación del núcleo debido a grandes picos de corriente cuando el MOSFET se enciende se emplean circuitos de reinicio.

La figura 35 refleja la curva B-H de materiales con baja y alta densidad de flujo remanente. El material del núcleo que responde a la curva roja de dicha figura se caracteriza por presentar una reducida densidad de flujo remanente ante fuerzas magnéticas nulas, lo cual implica el uso de circuitos reinicio muy sencillos o incluso inexistentes como es el caso del presente proyecto. Por el contrario, la desventaja de estos materiales radica en la necesidad de una gran cantidad de vueltas de los devanados con el fin de preservar la corriente magnetizante entre unos límites razonables. Los materiales que responden a este comportamiento son algunas ferritas o cualquier núcleo que presente entrehierro [7].

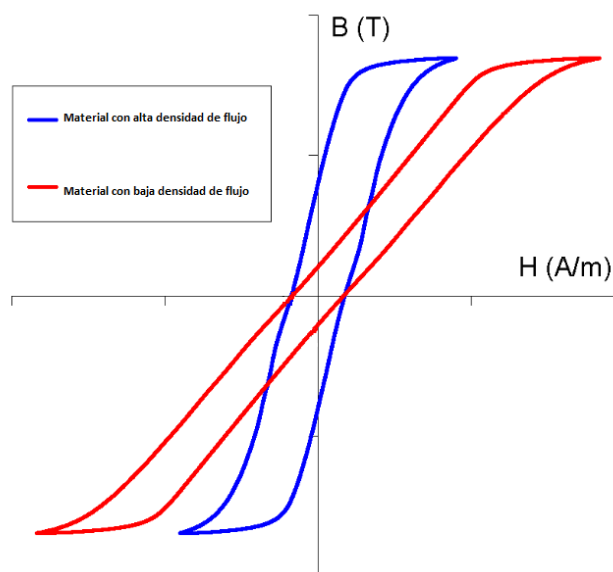


Figura 35. Curva B-H de núcleos con alta y baja densidad de flujo

Los núcleos compuestos por aleaciones de Níquel-Hierro sin entrehierro responden a la curva azul de la figura 35. Pese a que emplean menor cantidad de vueltas sus circuiterías de reinicio presentan elevada complejidad [7]. No obstante, los núcleos de ferrita son empleados con mayor frecuencia en aplicaciones que presentan una única salida.

6.2. Selección de la frecuencia de conmutación.

Cada aplicación en particular presenta una frecuencia de conmutación óptima para su funcionamiento. Esta se configura en base a distintos parámetros como son la potencia

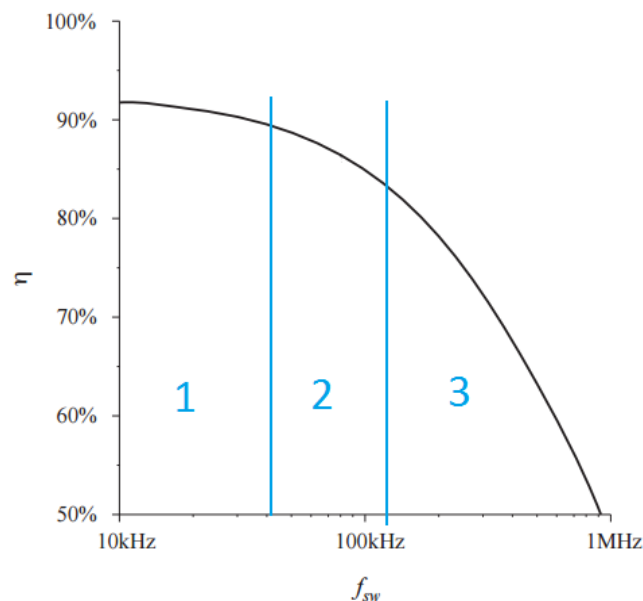


Figura 36. Curva de frecuencia de conmutación frente al rendimiento. Erickson, R. (2004). Efficiency vs switching frequency [figura]. Recuperado de <http://ecee.colorado.edu/copec/book/slides/Ch4slide.pdf>

o el rendimiento requerido del convertidor. A grandes rasgos, las aplicaciones de gran potencia requieren bajas frecuencias de conmutación y viceversa. Por el contrario, el empleo de reducidas potencias conlleva elevadas frecuencias de conmutación.

Atendiendo a la figura 36 se pueden diferenciar tres franjas:

1. Región de bajas frecuencias, alto rendimiento y elevado coste de los elementos. Al aumentar la frecuencia decrece el rendimiento con una pendiente delicada. El aumento de la frecuencia lleva consigo una reducción del tamaño de los elementos reactivos a la par que su precio.
2. Presenta elevados rendimientos con un coste moderado de los elementos, es la zona óptima para la elección de la frecuencia de conmutación. La pendiente que relaciona el rendimiento con la frecuencia de conmutación comienza a aumentar. No obstante, se mantiene suave.
3. Zona de bajo coste de los elementos, altas frecuencias de conmutación y cuantiosas pérdidas, por lo cual se obtienen rendimientos reducidos.

Finalmente, la frecuencia de conmutación seleccionada para este proyecto es 100 KHz debido a su elevado rendimiento ante unas condiciones de coste moderadas.

6.3. Pérdidas en el transformador

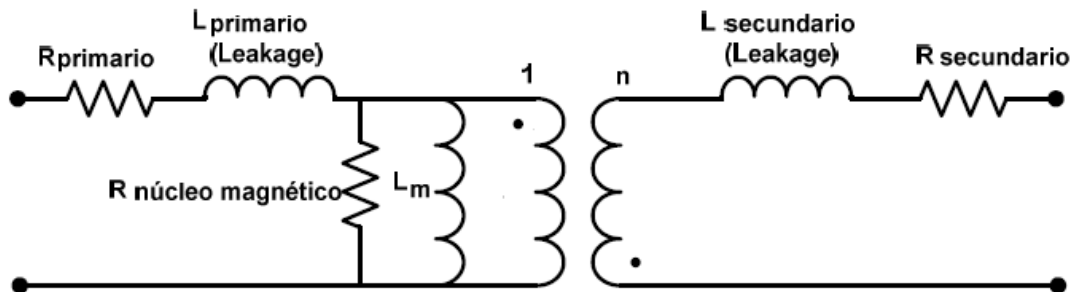


Figura 37. Modelo del transformador real

En la realidad, al igual que el resto de componentes, el transformador también produce pérdidas en el circuito. Dichas pérdidas son ocasionadas tanto por el núcleo como por los devanados:

En el núcleo se producen las siguientes pérdidas:

- El flujo magnético no se transfiere íntegramente del devanado primario al secundario, estas pérdidas se modelan a través de inductancias de dispersión o “leakage”. Durante el trayecto, el flujo se dispersa en diminutas cantidades en función de la forma del núcleo. Las inductancias de dispersión almacenan una diminuta cantidad de energía que por la topología de los circuitos no es aprovechada en su integridad. Estas dispersiones generalmente son provocadas en los bordes del núcleo [10].
- Debido a la naturaleza ferromagnética del material del núcleo el transformador se imanta ante la presencia de un campo magnético. Asimismo, la corriente aplicada al transformador es de naturaleza alterna por lo que el sentido del campo magnético también variará. Este hecho requiere energía que es tomada de la alimentación produciéndose pérdidas de potencia.
- Como resultado de las corrientes parásitas, debido a la generación de una fuerza electromotriz como resultado de la variación del flujo magnético. La fuerza origina corrientes que dan lugar al efecto Joule [10].

Las pérdidas en el núcleo se pueden obtener de forma cuantitativa partiendo de la ecuación de Steinmetz [11]:

$$P_{perdidas} = C_m f^\alpha B^\beta \quad (84)$$

Las variables de las que dependen las pérdidas, además de la densidad de flujo y de la frecuencia, son los denominados parámetros de Steinmetz, los cuales están presentes en las hojas de características del material del núcleo.

Por su parte, en los devanados también se producen pérdidas:

- Por conducción, en forma de calor, cuantificadas como se estudió en el capítulo 4. La resistencia del devanado ante el paso de una corriente puede definirse como:

$$R_{devanado} = \rho \frac{Longitud}{Sección} \quad (85)$$

Dónde ρ es la resistividad del material del devanado.

- Por “*Sking Effect*” o efecto de piel. Se produce porque las corrientes a altas frecuencias viajan por la superficie del conductor [12]. A su vez, al circular una corriente por un conductor, se genera un campo magnético que produce pérdidas en los conductores cercanos, es el denominado “efecto proximidad”. En este proyecto se reducen este tipo de perdidas mediante el trenzado de los devanados.

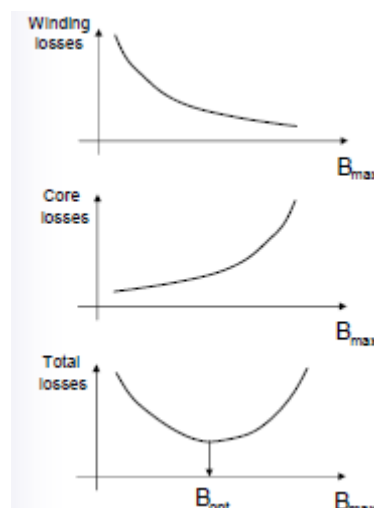


Figura 38. Variación de las pérdidas en el transformador frente a la densidad de flujo magnético. Uceda, J., Cobos, J. A., & Prieto, R. (1997). Optimization [figura]. Recuperado de http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&number=647721&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2FxpIs%2Fabs_all.jsp%3Fnumber%3D647721

Por último, tanto las pérdidas ocasionadas en los devanados como las pérdidas que sufre el núcleo dependen de la densidad de flujo magnético (ver figura 38). El funcionamiento óptimo en cuanto a pérdidas en este proyecto se ha obtenido a través de PExprt.

6.4. Diseño software del transformador

Para el diseño del transformador se ha hecho uso de PExprt, una herramienta software de ayuda al diseño de componentes magnéticos de alta frecuencia (bobinas y transformadores), especialmente orientada al diseño de convertidores de potencia.

La herramienta dispone de una amplia base de datos de elementos comerciales (formas de núcleo, materiales de núcleo, formas de cable, materiales de cable, carretes, etc.) que se consideran en los diseños propuestos por el programa.

Los datos de partida pueden estar basados bien en las formas de onda de tensión y corriente aplicadas al componente magnético a diseñar, o bien en el convertidor en el que va a estar integrado el componente a diseñar.

El diseño del componente magnético consiste fundamentalmente en escoger un núcleo, la longitud del entrehierro, el tipo de cable para cada devanado y el número de vueltas de cada uno de ellos. El programa calcula todos estos parámetros constructivos a la vez que las pérdidas y la temperatura máxima alcanzada en la superficie del núcleo. De esta forma, se puede obtener componentes optimizados en pérdidas o bien optimizados en tamaño, cumpliendo en todo caso las restricciones eléctricas (especificación inicial) y de temperatura determinadas al principio del proceso de diseño.

Con objeto de diseñar el transformador óptimo, es decir, aquel que presente una menor cantidad de pérdidas, se han seleccionado distintos tamaños de hilos y distintos tipos de núcleos. Para mayor entendimiento se muestran las equivalencias entre la terminología de los hilos escogidos en PExprt (figura 39) y su diámetro en la tabla 9:

Terminología PExprt	Longitud del diámetro del hilo
AWG15	1.56mm
AWG17	1.24mm
AWG19	1mm
AWG21	0.8mm
AWG25	0.51mm
AWG28	0.41mm
AWG30	0.3mm

Tabla 9. Equivalencia entre terminología PExprt y longitud del diámetro del hilo en milímetros

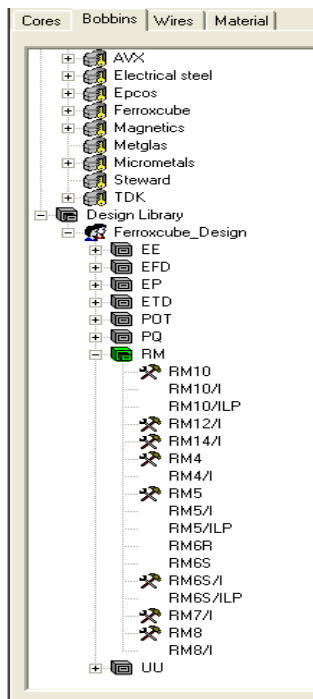


Figura 41. Carretes para el estudio de PExprt

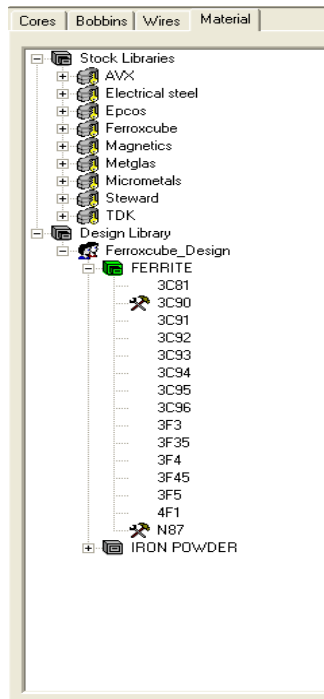


Figura 40. Materiales del núcleo para el estudio de PExprt

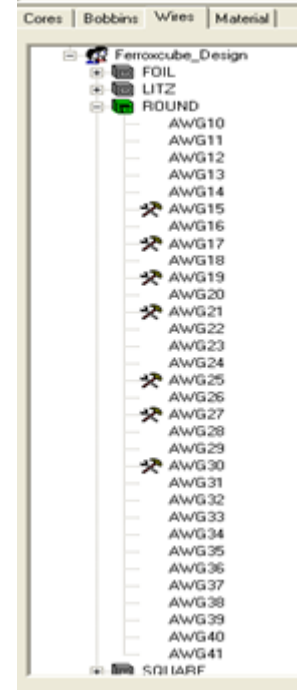


Figura 39. Variedad de hilos para el estudio de PExprt

Una vez seleccionados los distintos materiales y tamaños que el programa analizará, se describen los requisitos de la planta (figura 42) a partir de los cuales el programa calcula tanto el resto de datos del convertidor (recuadros grises) como las posibles configuraciones del transformador.

Input Voltage 110 V		Output Values Voltage: 12 V Current: 4.17 A	
Switching Frequency 100 kHz		Power: 50 W Load: 2.88 ohm	
Primary Winding Current Ripple Ripple Value: 1.31 A		Turns Ratio <input checked="" type="radio"/> n2/n1 0.5 <input type="radio"/> n1/n2 2	
Select Waveform <input checked="" type="radio"/> Primary Winding <input type="radio"/> Secondary Winding		Primary Magnetizing Inductance 150.39 uH	
Ratios 2 1		Primary Average Current 454.55 mA	
		Conduction Mode Continuous	
		Duty Cycle 17.91 %	

Figura 42. Requisitos de la planta

Es necesaria la especificación de la zona del núcleo a partir de la cual se procederá a alcanzar la longitud del entrehierro l_{gap} : en el centro del núcleo o en los laterales, alternativa escogida.

Finalmente, de entre las posibles configuraciones que aporta el programa, se selecciona aquella que proporciona menores pérdidas (0.6808 W), siendo ésta la que se muestra en la figura 43. En dicha figura se muestra la sección del núcleo a través de un corte transversal. Asimismo se muestra únicamente la mitad del transformador a través de un eje de simetría situado a la izquierda de este. De este modo se puede observar el entrehierro y los distintos devanados. El devanado primario se muestra a través de los puntos amarillos y el secundario por medio de los puntos rojos. Finalmente, en los recuadros se muestran el material del núcleo escogido, el tipo de carrete, la longitud total del entrehierro y el número de vueltas de ambos devanados junto con las longitudes de los diámetros de los mismos.

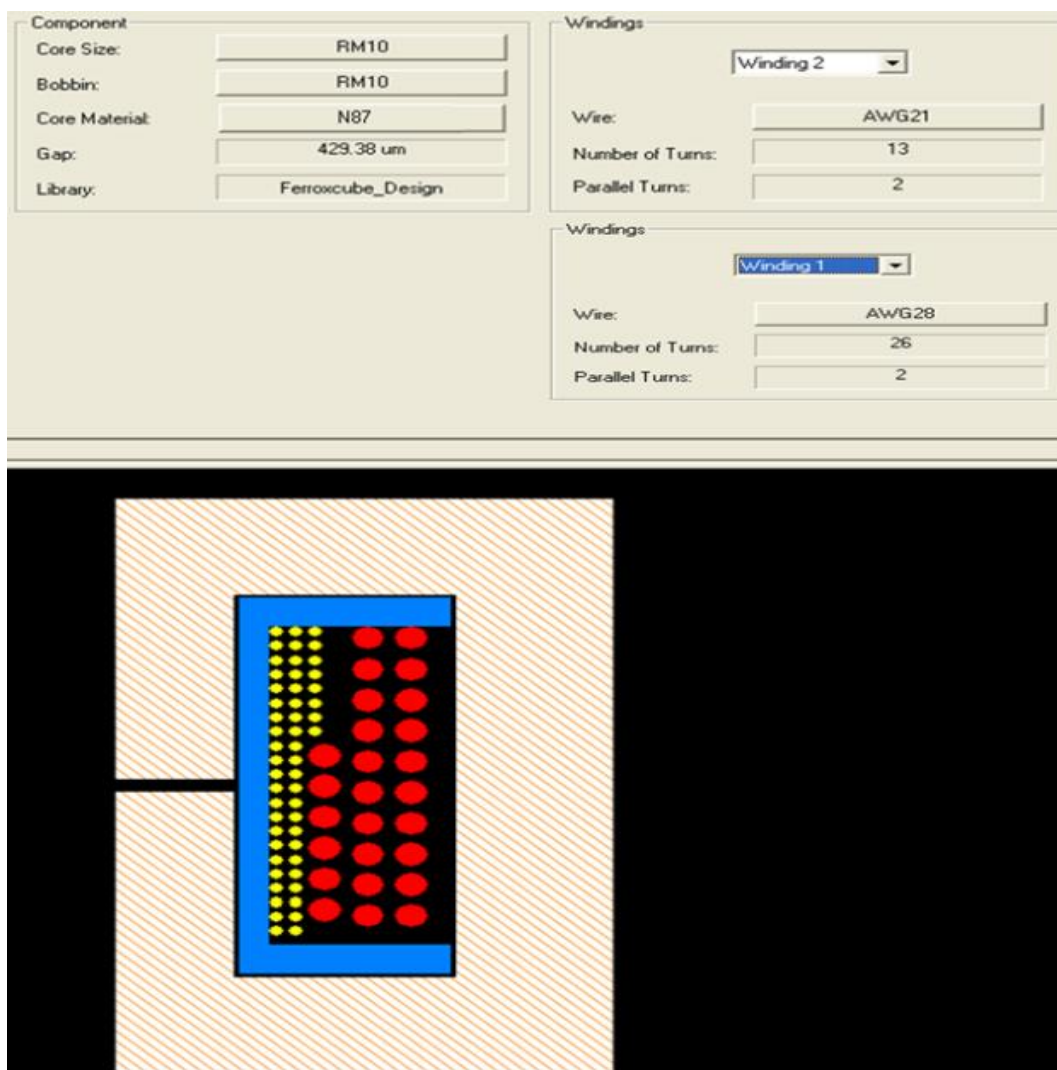


Figura 43. Configuración óptima del transformador establecida por PEXPT

6.5. Cálculos empleados para la extracción de los parámetros constructivos.

En esta sección se describen el procedimiento que sigue la herramienta PExprt para la extracción de los parámetros constructivos del transformador (numero de vueltas de cada devanado y entrehierro).

Partiendo de la permeancia magnética A_L , dato incluido en el programa puesto que se extrae de las hojas de características de los distintos núcleos, se define la reluctancia del núcleo como:

$$\mathfrak{R}_{nucleo} = \frac{1}{A_L} = \frac{l_{nucleo}}{\mu_0 \mu_e A_e} \quad (86)$$

Basándose en el conocimiento de la permeancia magnética o bien de la reactancia del núcleo y advirtiendo el valor de la inductancia electromagnética definida por los requisitos de la planta se obtiene el número de vueltas del devanado primario:

$$N_1 = \sqrt{L_m \mathfrak{R}_{nucleo}} = \sqrt{\frac{L_m}{A_L}} \quad (87)$$

Bajo la consciencia de la relación de vueltas (expresión 88) se logra conocer el número de vueltas del devanado secundario N_2 :

$$n = \frac{N_2}{N_1} \quad (88)$$

En última instancia se obtiene el valor de la longitud del entrehierro de la siguiente expresión:

$$\mathfrak{R}_T = R_{nucleo} + \mathfrak{R}_{aire} = \frac{1}{A_L} + \frac{l_{gap}}{\mu_0 A_e} \quad (89)$$

Dónde la permeabilidad magnética en el vacío μ_0 y el área efectiva del núcleo A_e son conocidas debido a su aparición en las hojas de características del material del núcleo.

6.6. Construcción real del transformador

Para la construcción del transformador se han empleado los siguientes componentes:

- Hilo de cobre barnizado de diámetro 0.40 milímetros
- Hilo de cobre barnizado de diámetro 0.80 milímetros
- Ferrita N87
- Carrete RM10
- Alicates
- Cutter
- Soldador

- Herramienta rotativa
- Hojas de papel
- Tijeras

En este proyecto, y con el fin de aumentar el rendimiento del convertidor se han elaborado dos transformadores. Ambos de ellos responden a las especificaciones de PExprt desde el punto de vista de los elementos que componen el transformador.

El primero de ellos cumple fielmente el prototipo elaborado por el programa debido a que está construido tal y como se describe en la figura 43.

El segundo de ellos se ha realizado entrelazando los distintos hilos entre sí con la ayuda de una herramienta rotativa, posteriormente se bobinan dichos hilos entrelazados en el carrete RM10. La longitud del hilo entrelazado es ligeramente superior al correspondiente a 13 vueltas con el fin de conectar y soldar cables como se ilustra a continuación.

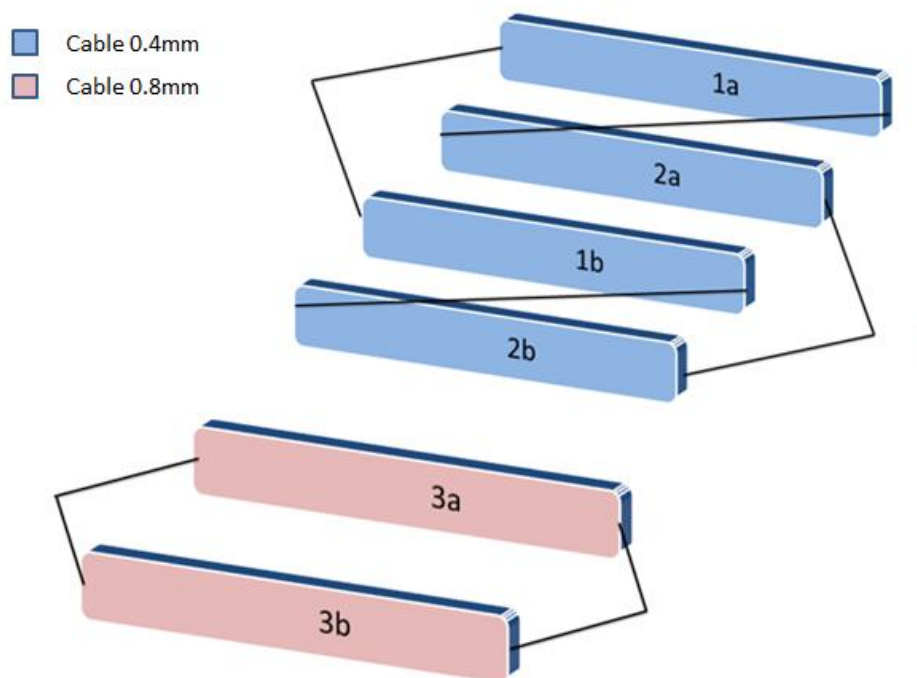


Figura 44. Conexión cables entrelazados del transformador

Una vez bobinados se identifica cada uno de los hilos de acuerdo a la figura 44 con el fin de conectar el final del hilo 1a con el comienzo del hilo 2a y realizar la misma operación con los hilos 1b y 2b. Esta acción se realiza pelando y soldando dichos elementos para formar las 26 vueltas del devanado primario. Se continua mediante la conexión (del mismo modo) del nacimiento tanto de los hilos 1a 1b como del final de los hilos 2b y 2a para así dar lugar a dos hilos de 26 vueltas en paralelo. Concluyendo esta construcción se unen los extremos de los hilos 3a y 3b para formar los dos hilos en paralelo del secundario correspondientes a 13 vueltas.

El acabado de ambos transformadores es idéntico: se sueldan los diferentes devanados a las patillas del carrete, se introduce el carrete en el núcleo y se incrusta el entrehierro entre las dos mitades del mismo. La introducción del entrehierro se realiza mediante la adición de papeles a razón de 100 micras por papel.

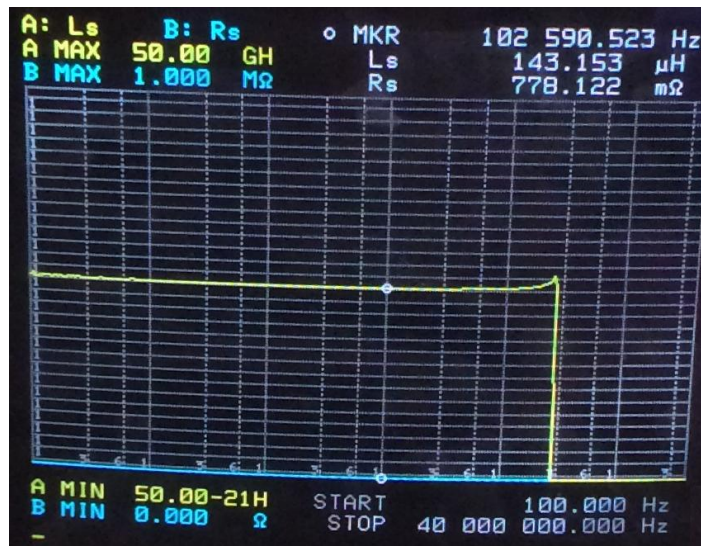


Figura 45. Extracción de la inductancia y la resistencia del primario del transformador real

En la figura 45 se muestra la inductancia desmagnetizante vista desde el primario del transformador construido ($143.153 \mu\text{H}$) así como la resistencia del primario (0.778Ω). De igual modo, midiendo el devanado secundario se contempla una resistencia del secundario de valor 0.643Ω . Una vez construido el transformador y verificado que su inductancia desmagnetizante se asemeja a la teórica ($150 \mu\text{H}$) se procede con la caracterización del mismo con el objetivo de obtener la polaridad del transformador. Dicho proceso consta de los siguientes pasos:

- i. Se aplica una tensión alterna en el devanado primario
- ii. Se examina la tensión en ambos devanados
- iii. Se deduce la polaridad del transformador

La deducción de la polaridad se realiza por medio de la observación de las tensiones medidas en el osciloscopio. Si bien las tensiones de ambos devanados están en fase, el esquema representativo del transformador responde al de la figura 46.A, si por el contrario las tensiones se encuentran desfasadas 180 grados, el transformador se correspondería con la figura 46.B. Asimismo, si la tensión del devanado secundario resulta ser la mitad de la del primario se corrobora la relación de vueltas $n = 0.5$.

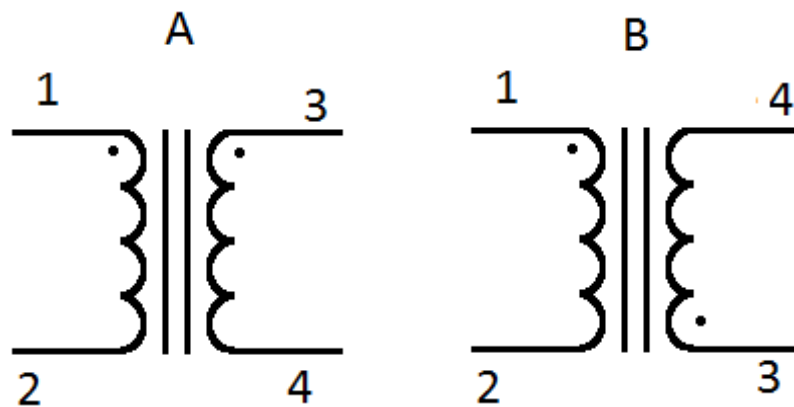


Figura 46. Esquemáticos de las posibles caracterizaciones del transformador

6.7. Conclusiones

El diseño final del transformador final toma los componentes establecidos por la herramienta PExprt, no así la configuración. La distribución del transformador responde a la de la figura 44, es decir, se entrelazan todos los hilos y se unen como se describe en dicha figura para formar los devanados primario y secundario con el objetivo de reducir las pérdidas de potencia debidas al efecto piel y efecto proximidad.

Tras la construcción, y estudiando la figura 47, se percibe tanto una relación de vueltas cercana a la teórica como que el transformador responde a la caracterización correspondiente al esquema de la figura 46.A. La apreciación correcta de la caracterización es significativa, pues marcará la polaridad de la tensión de salida.

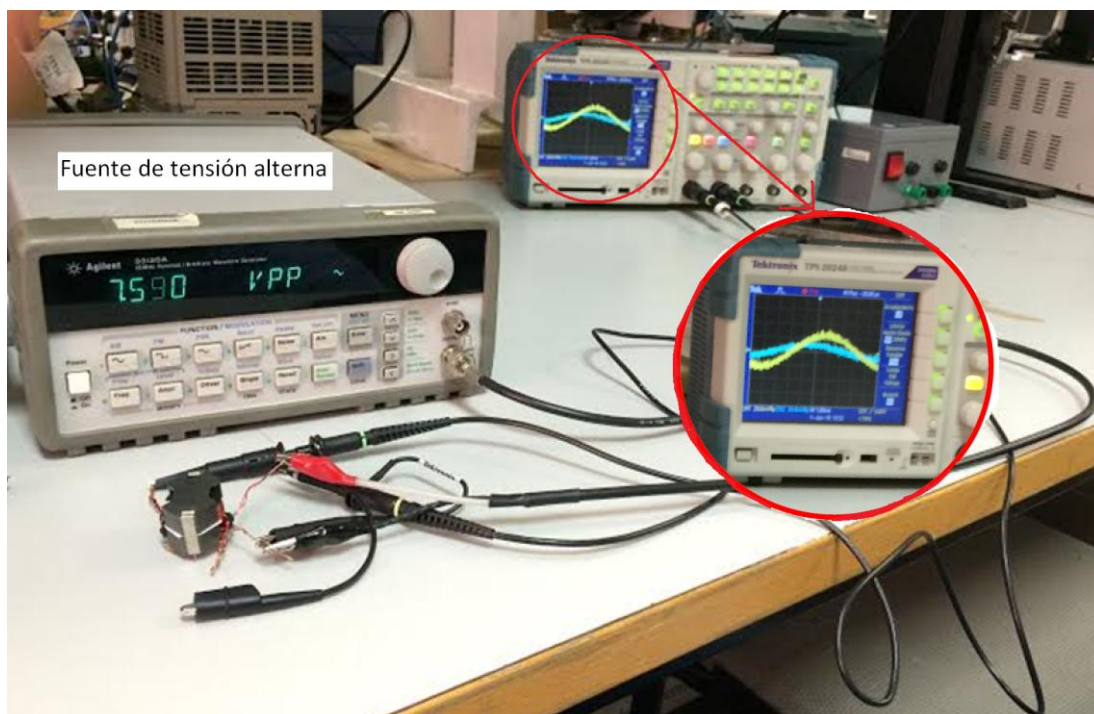


Figura 47. Caracterización del transformador y comprobación de la relación de vueltas



CAPÍTULO 7. DISEÑO DEL LAZO **DE CONTROL**

Una vez conocidos los valores de los distintos elementos del convertidor Flyback se elabora un circuito con dichos valores con el fin de corroborar los cálculos realizados en el capítulo 3. Para ello se ha hecho uso de herramientas CAD, a su vez fraccionadas en dos conjuntos: los simuladores (PSIM) y los programas de diseño de componentes (Smart Control). Ésta última se encargará de calcular los valores de los distintos componentes de la realimentación del circuito a nivel de simulación. Con el fin de argumentar la elección de los distintos parámetros de Smart Control.

7.1. Aspectos teóricos

7.1.1. Lazo de control de un convertidor de potencia.

Como se ha mencionado con anterioridad, la tensión de salida de un convertidor depende de varios parámetros como es el caso de la tensión de entrada, del ciclo de trabajo o de la corriente por la carga. Una pequeña variación de estos valores puede causar un funcionamiento erróneo de la fuente conmutada. Para lidiar con este obstáculo se elaboran circuitos de control con el objeto de mantener una tensión constante a la salida independientemente de las variaciones de las condiciones de funcionamiento, cuyo comportamiento se puede resumir de forma análoga a la figura 48.

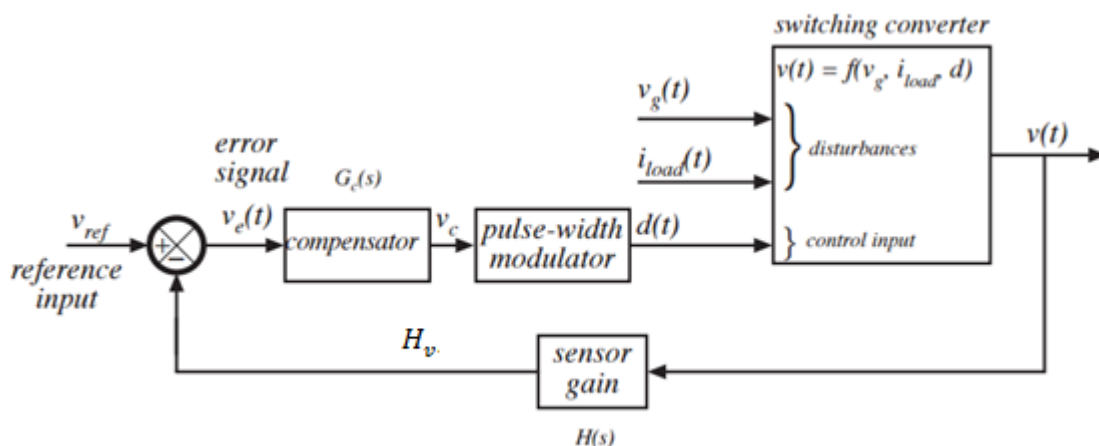


Figura 48. Esquema del lazo de control de una fuente conmutada. Erickson, R. (2014). Negative feedback [figura]. Recuperado de <http://ecee.colorado.edu/copec/book/slides/Ch9slide.pdf>

La tensión de salida se fracciona a través de un divisor de tensión $H(s)$ con objeto de obtener una tensión H_v , proporcional a la tensión de salida $v(t)$, adecuada al funcionamiento del circuito de control. Esta última señal es comparada con una tensión de referencia V_{ref} caracterizada por su naturaleza constante, dado que en este caso se requiere una tensión de salida invariante. De dicha comparación se obtiene una señal de error $v_e(t)$ fruto de la diferencia entre ambas tensiones. El objetivo es hacer nulo dicha diferencia para mantener constantes los valores del convertidor [9].

El bloque de compensación $G_c(s)$ genera una tensión v_c , cuya dependencia respecto de la señal de error se describe mediante una función de transferencia que se ha de calcular, con el fin de alcanzar unos objetivos de estabilidad (margen de fase) y rapidez (frecuencia de cruce) determinados. Por último, la señal v_c representa la forma de onda a contrastar con la onda triangular de la PWM, de cuya salida se adquiere el ciclo de trabajo que marcará el funcionamiento del transistor y en consecuencia, regulará el convertidor.

Concluyendo, se dispone de un circuito realimentado que proporciona un ciclo de trabajo distinto en función de los ruidos generados por la variación de la tensión de entrada o la corriente que atraviesa la carga.

A parte de estos requerimientos, es aconsejable responder a los ruidos de manera veloz, es decir, la respuesta transitoria ha de ser rápida, para lo cual se requiere una frecuencia de corte suficientemente alta. Esta respuesta transitoria puede presentar sobre modulación y sobre oscilación, por lo que se debe escoger un margen de fase adecuado. La variación del margen de fase se realiza por medio de la adición de polos y ceros a la función de transferencia del convertidor.

7.1.2. Conceptos de Smart Control

A través de una interfaz gráfica sencilla, Smart Control ofrece la posibilidad de diseñar lazos de control para prácticamente cualquier planta. Para diseñar dichos lazos el diseñador ha de seleccionar el tipo de planta que se quiere regular y la manera en que se va a hacer, es decir, el patrón de sensado y el tipo de regulador que desea de entre los que se describen a continuación [13]:

- Tipo 1: presenta un único polo en el origen y se emplea en sistemas de primer orden. Este tipo de regulador elimina el error de posición en régimen permanente. Se corresponde con un regulador integral.

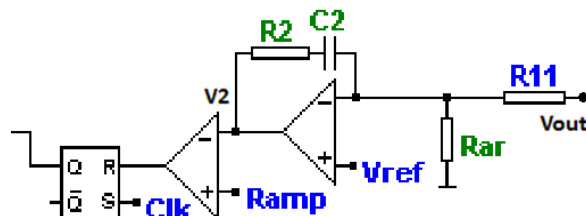


Figura 49. Regulador tipo 1

$$V_2 = V_{ref} \left(1 + \frac{1 + R_2 C_2 s}{R_{11} C_2 s} \right) - V_{out} \left(\frac{1 + R_2 C_2 s}{R_{11} C_2 s} \right) \quad (90)$$

- Tipo 2: presenta un polo en el origen, un polo y un cero. Se emplea en sistemas de segundo orden. Asimismo presenta la adición de un polo a

altas frecuencias con el fin de evitar el continuo aumento del margen de fase [9], por tanto, presenta atenuación a altas frecuencias.

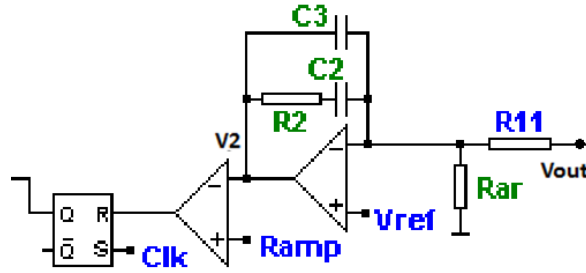


Figura 50. Regulador tipo 2

$$V_2 = V_{ref} \left(1 + \frac{1 + R_2 C_2 s}{R_{11} R_2 C_2 C_3 s^2 + (C_3 + C_2) s} \right) - V_{out} \left(\frac{1 + R_2 C_2 s}{R_{11} R_2 C_2 C_3 s^2 + (C_3 + C_2) s} \right) \quad (91)$$

- Tipo 3: Este control tiene un polo en el origen, dos polos y dos ceros. Se emplea en sistemas de segundo orden. La introducción de ambos ceros proporciona 180° de fase, mientras que el resto de reguladores conceden 90°.

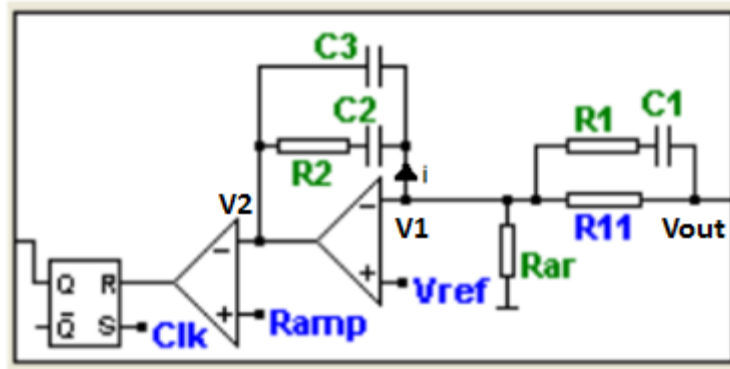


Figura 51. Regulador tipo 3

$$V_2 = V_{ref} \left(1 + \frac{(R_1 + R_{11}) C_1 R_2 C_2 s^2 + [R_2 C_2 + (R_1 + R_{11}) C_1] s}{R_{11} R_1 C_1 R_2 C_2 C_3 s^3 + [R_2 C_2 C_3 + R_1 C_1 (C_2 + C_3)] R_{11} s^2 + R_{11} (C_2 + C_3) s} \right) - V_{out} \left(\frac{(R_1 + R_{11}) C_1 R_2 C_2 s^2 + [R_2 C_2 + (R_1 + R_{11}) C_1] s}{R_{11} R_1 C_1 R_2 C_2 C_3 s^3 + [R_2 C_2 C_3 + R_1 C_1 (C_2 + C_3)] R_{11} s^2 + R_{11} (C_2 + C_3) s} \right) \quad (92)$$

Los reguladores más empleados en los convertidores son tanto el regulador PI (tipo 1) como el PID (tipo 3). En el presente proyecto se ha seleccionado el regulador tipo 3.

Partiendo de la planta, el sensor y el tipo de regulador el programa elabora un “mapa de soluciones” estables, que para el regulador seleccionado toma la forma de la figura 52. Asimismo muestra unas fronteras que diferencian los puntos que presentan un

comportamiento estable (sector blanco) de aquellos que no lo hacen (región roja). Las fronteras que ofrece son:

- Frontera Azul o frontera superior del margen de fase.
- Frontera Verde o frontera inferior del margen de fase.
- Frecuencia máxima representada por la frecuencia de conmutación f_{sw} .

A su vez, en la región estable se pueden diferenciar tres zonas:

- Zona1: se comporta como un regulador PI
- Zona2: representa la estrangulación o cuello. Asimismo en esta zona se distingue una región donde la frecuencia de corte real es inferior a la frecuencia de corte impuesta por el diseñador (zona amarilla). Los puntos en esta zona presentan un tiempo de establecimiento en régimen permanente inferior al teórico [14].
- Zona3: se comporta como un regulador PID

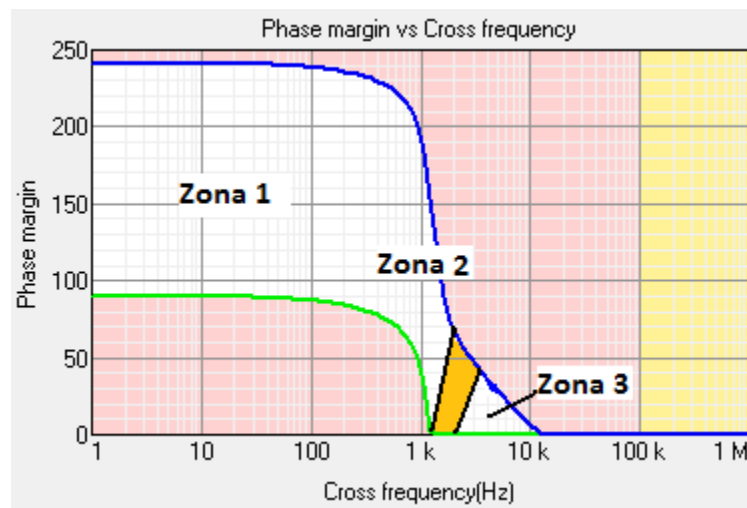


Figura 52. Mapa de soluciones de Smart Control para un regulador tipo3

Dicho mapa ofrece distintas combinaciones de la frecuencia de corte y el margen de fase. En función de la selección del diseñador el programa escoge los valores de las resistencias y condensadores del regulador (figura 51). El método a través del cual llega a la elección de dichos valores se describe a continuación:

Se parte de las ecuaciones de análisis de un amplificador operacional ideal:

$$V_+ = V_- \quad (93)$$

$$i_+ = i_- = 0 \text{ A} \quad (94)$$

Particularizando para el regulador tipo 3:

$$V_+ = V_- = V_{ref} \quad (95)$$

$$i = \frac{V_{out} - V_{ref}}{\frac{R_{11} + R_{11} R_1 C_1 s}{1 + (R_1 + R_{11}) C_1 s}} = \frac{V_{ref} - V_2}{\frac{1 + R_2 C_2 s}{R_2 C_2 C_3 s^2 + (C_2 + C_3) s}} \quad (96)$$

Finalmente, despejando V_2 se obtiene la función de transferencia reflejada en la expresión 92.

El diseñador fija la resistencia R_{11} cuyo valor ha de ser del orden de kilo ohmios y con el objetivo de igualar la tensión V_1 a V_{ref} ante una tensión de salida de 12 voltios el software se encarga de calcular la resistencia del divisor de tensión R_{Rar} . El resto de valores dependen del punto de trabajo escogido, para los cuales Smart Control posiciona los polos y los ceros necesarios en función de los mismos.

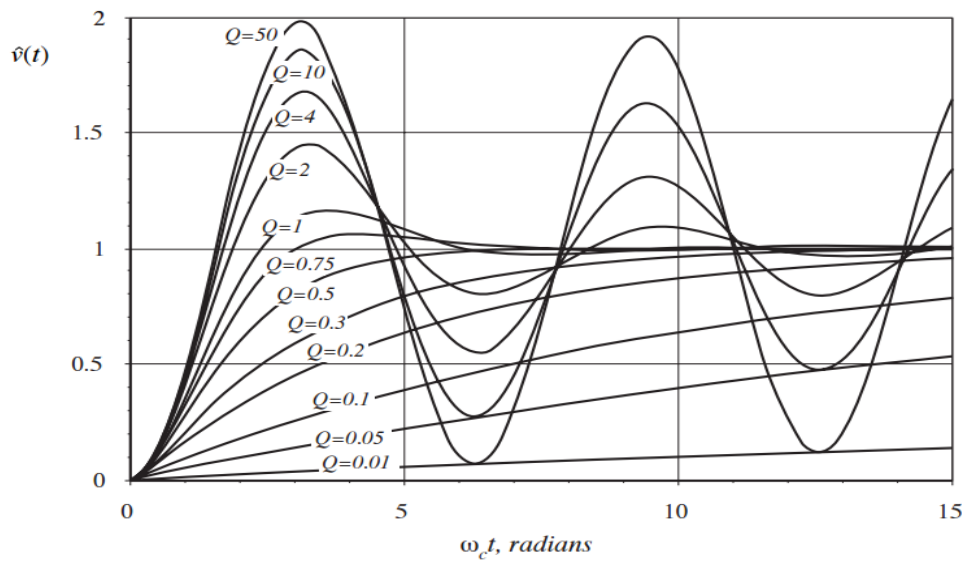


Figura 53. Respuesta transitoria al factor de amortiguamiento. Erickson, R. (2014). Transient response vs damping factor [figura]. Recuperado de <http://ecee.colorado.edu/copec/book/slides/Ch9slide.pdf>

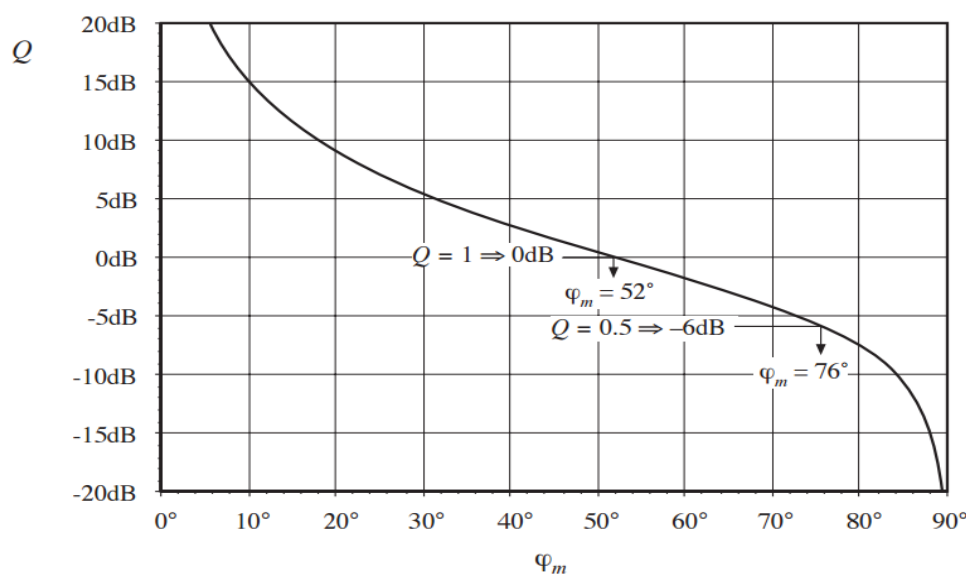


Figura 54. Relación entre el factor de amortiguamiento y el margen de fase. Erickson, R. (2014). Negative feedback [figura]. Recuperado de <http://ecee.colorado.edu/copec/book/slides/Ch9slide.pdf>

Llegados a este punto cabe preguntarse qué punto del mapa de soluciones seleccionar. Para ello se explica la relación entre el margen de fase φ_m y el factor de amortiguamiento Q (parámetro que refleja la sobremodulación y sobreoscilación del sistema). Atendiendo a las figuras 53 y 54 se aprecia como un factor de amortiguamiento mayor que 0.5 provoca sobre modulación y oscilación. En el caso contrario, el sistema presenta una respuesta transitoria más lenta pero sin aparición de sobre modulación ni oscilación.

Las condiciones del convertidor de este circuito no permiten seleccionar dicho punto óptimo, por ello se selecciona aquel que proporciona un mayor margen de fase dentro de los límites de la denominada zona3. Cabe esperar una respuesta más sosegada sin sobre modulación ni oscilación.

7.2. Elección del regulador

Para la realización del lazo de control del presente proyecto se han estudiado varios reguladores: SG3525, UC3825, UC3823. Tanto el UC3825 como el UC3823 son más actuales que el SG3525, permitiendo mayores tensiones y corrientes de entradas a la vez que provocan menores pérdidas y ruidos. Asimismo incorporan circuitería interna que no incluye el SG3525, lo que deriva en una disminución de componentes y coste además de dotar de mayor protección al regulador.

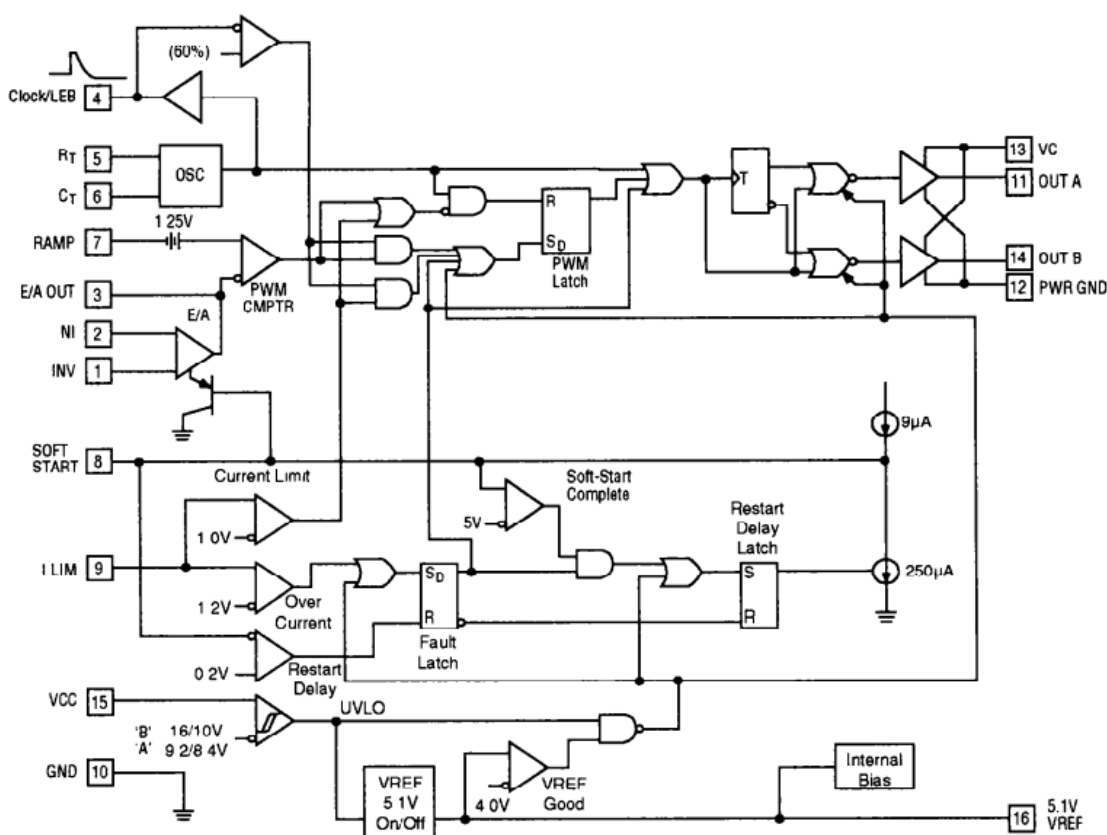


Figura 55. Esquema Uc3825 A, B. Andreyak, B. (1999). UC3825A,B Block Diagram [figura]. Recuperado de <http://www.ti.com/lit/an/slva125/slva125.pdf>

Ambos reguladores, el UC3825 y el UC3823, pertenecen a la misma familia. La diferencia primordial radica en que el primero ofrece un ciclo de trabajo máximo del 50% mientras que el segundo proporciona un ciclo de trabajo máximo del 100% [15], lo cual, como se mencionó en el apartado 3.2 deriva en la saturación del transformador.

A su vez, el regulador UC3825 se subdivide en UC3825A, B y UC3825N. La diferencia entre ellos radica en la distinta funcionalidad del pin 11. Si bien en el regulador tipo N este pin toma la función de limitar la corriente de apagado o “shutdown”, en el tipo A y B proporciona la misma salida que el pin 14. Los tipos A y B derivan en un menor uso de componentes dado que incluyen la función de limitar la corriente de “shutdown” internamente. La diferencia entre ellos reside en las tensiones y corrientes de entrada que admiten [15]. Este hecho es apenas despreciable, y por la existencia del regulador UC3825A en el laboratorio finalmente es el regulador seleccionado.

7.3. Simulación del lazo de control

7.4.1. Simulación previa al regulador

Previo a la simulación del regulador con la distinta conexión de los pines se simula el convertidor con el fin de obtener un circuito de realimentación a partir del cual obtener una tensión de salida constante e igual a 12V.

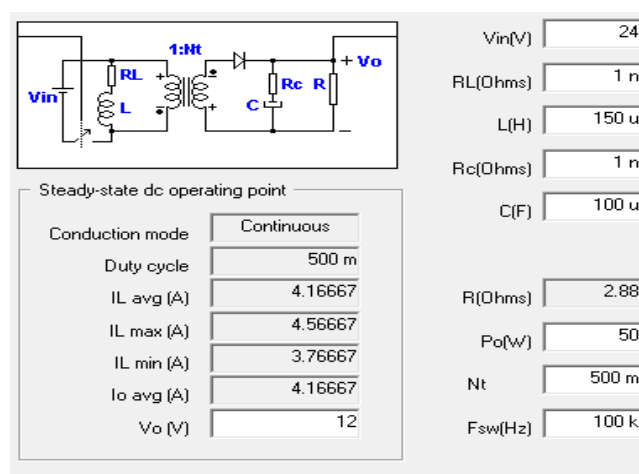


Figura 56. Especificaciones de diseño del convertidor Flyback

Como se mencionó en el apartado 7.1. es necesaria la elección de la planta y del tipo de regulador. Una vez seleccionados estos parámetros, se indican al programa las especificaciones de diseño de nuestro convertidor (figura 56) a partir de los cuales la herramienta calcula parámetros como la carga o la corriente por la inductancia a la par que obtiene el circuito de realimentación. Asimismo, en este punto el programa requiere la introducción de ciertos parámetros del regulador (véase figura 57) como son las tensiones de valle V_v , de pico V_p y de referencia V_{ref} . Dichos parámetros son extraídos de la hoja de características del mismo [15] salvo el valor de la resistencia

R_{11} como se mencionó en el apartado 7.1.2 y el valor del tiempo de subida t_r que se corresponde con el 90% de la frecuencia de conmutación.

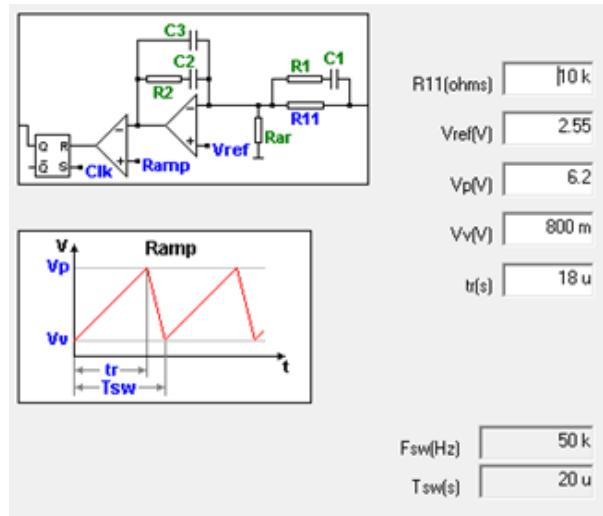


Figura 57. Parámetros del regulador UC3825A

Si bien la tensión de referencia del UC3825A toma el valor de 5.1 V en el cuadro de Smart Control se introduce la mitad de dicho valor. Ante posibles cambios bruscos de la tensión de salida, la tensión máxima soportada por el circuito integrado (7.5 V) podría verse superada y en consecuencia dañar su correcto funcionamiento. Es por ello que dicha tensión de referencia es reducida a la mitad. Asimismo el UC3825A presenta la particularidad de realizar la comparación de la PWM uno de cada dos ciclos de la rampa, para evitar este suceso se introducen valores de tensión de pico (6.2 V) y de tiempo de subida ($18\mu\text{s}$) el doble de los valores originales (3.1 V y $9\mu\text{s}$ respectivamente).

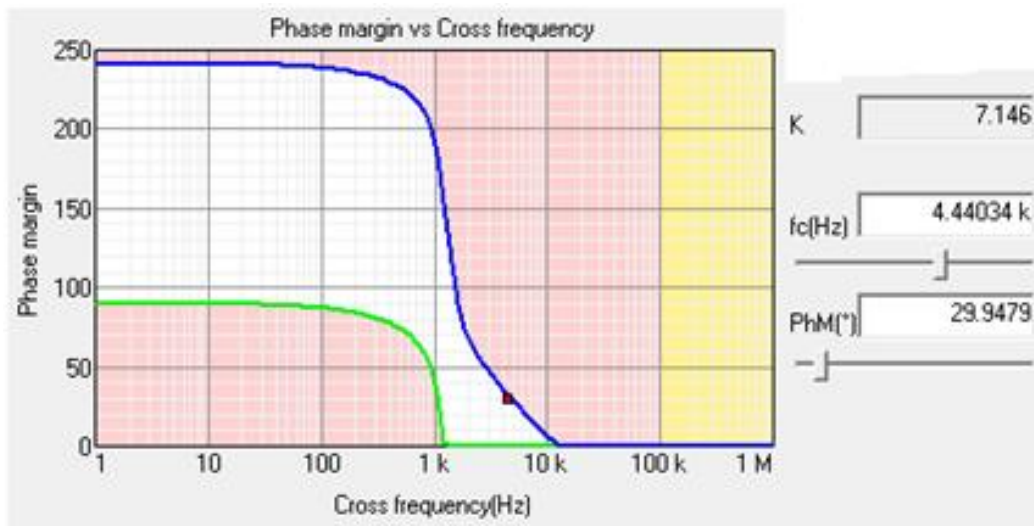


Figura 58. Selección del punto de trabajo

Una vez introducidos dichos valores se ha de escoger el punto de trabajo del mapa de soluciones. En constancia con lo que se mencionó en el apartado 7.1.2 se selecciona

aquella posición del mapa de la zona 3 que presente mayor margen de fase, véase figura 58.

Finalmente el convertidor Flyback junto al circuito de control presenta el siguiente aspecto:

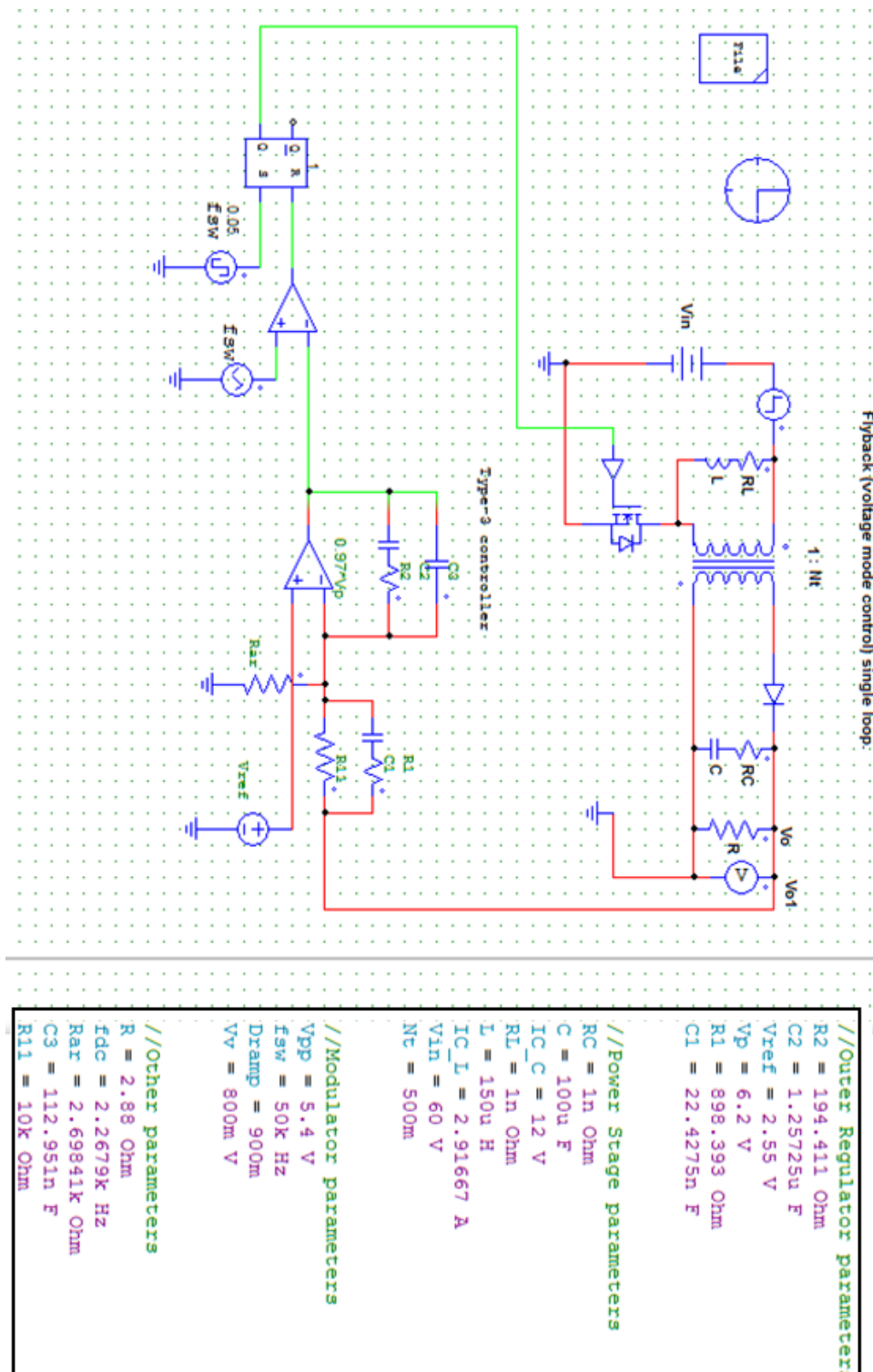


Figura 59. Convertidor Flyback regulado a través de las especificaciones de Smart Control

7.4.2. Simulación del circuito integrado UC3825A

Para el entendimiento de la configuración de los distintos pines se aconseja el apoyo en las figuras 55 y 61.

El regulador cumple la función de un modulador PWM. A través de los pines 5 y 6 se configura la rampa de la PWM y la frecuencia de conmutación, $100kHz$ en el presente caso, para ello se seleccionan los valores de la resistencia y del condensador atendiendo a la figura 60. De entre las combinaciones posibles se han seleccionado los componentes presentes en el laboratorio, en este caso $R_T = 8k\Omega$ y $C_T = 2.2nF$.

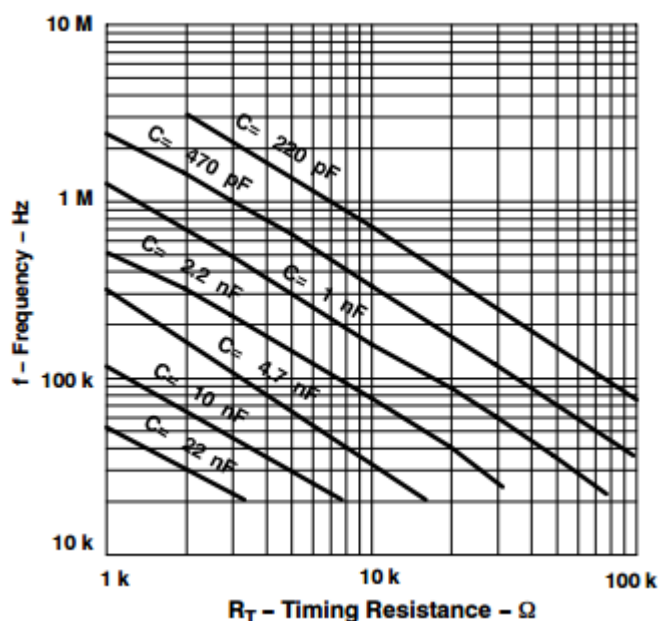


Figura 60. Relación entre el condensador y la resistencia de la rampa y la frecuencia de conmutación. (1995). Oscillator frequency vs timing resistance [figura]. Recuperado de <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/514586/TI1/UC3825A.html>

Los pines 10 y 12 se conectan a masa. El pin 9 se emplea para limitar la corriente que circula por el MOSFET. Si el pin percibe una corriente mayor que $1.2 V$ anula el ciclo de trabajo con el fin de proteger el transistor provocando que este no conduzca [15]. Con el objetivo de percibir $1.2 V$ en el caso más extremo ($I_{gm\acute{a}x} = 4.916 A$) se posiciona una resistencia " R_{sense} " en serie con el MOSFET de valor:

$$R_{sense} = \frac{1.2 V}{4.916 A} = 0.246 \Omega \quad (97)$$

Como se mencionó anteriormente, los pines 11 y 14 proporcionan la misma salida por tanto cualquiera de ellos es válido para alimentar la puerta del MOSFET. Del mismo modo, los pines 13 y 15 que alimentan el regulador y el colector respectivamente se cortocircuitan con el fin de asegurar el buen funcionamiento del regulador [15]. Por su parte el pin 8 o de "soft-start" lleva incorporado un condensador de $300nF$ a masa con objeto de proteger el circuito ante ingentes cambios en las tensiones de entrada al

regulador. Esta capacidad del condensador es el valor óptimo, pues un valor inferior, a pesar de proporcionar un arranque más veloz, genera un pico de tensión que puede dañar el comportamiento del regulador. Por el contrario, un valor superior presenta un tiempo de arranque superior sin reducción notable de la tensión de pico. El pin 4 no es necesario conectarlo, puesto que no se requiere de sincronización con otro regulador y/o circuito.

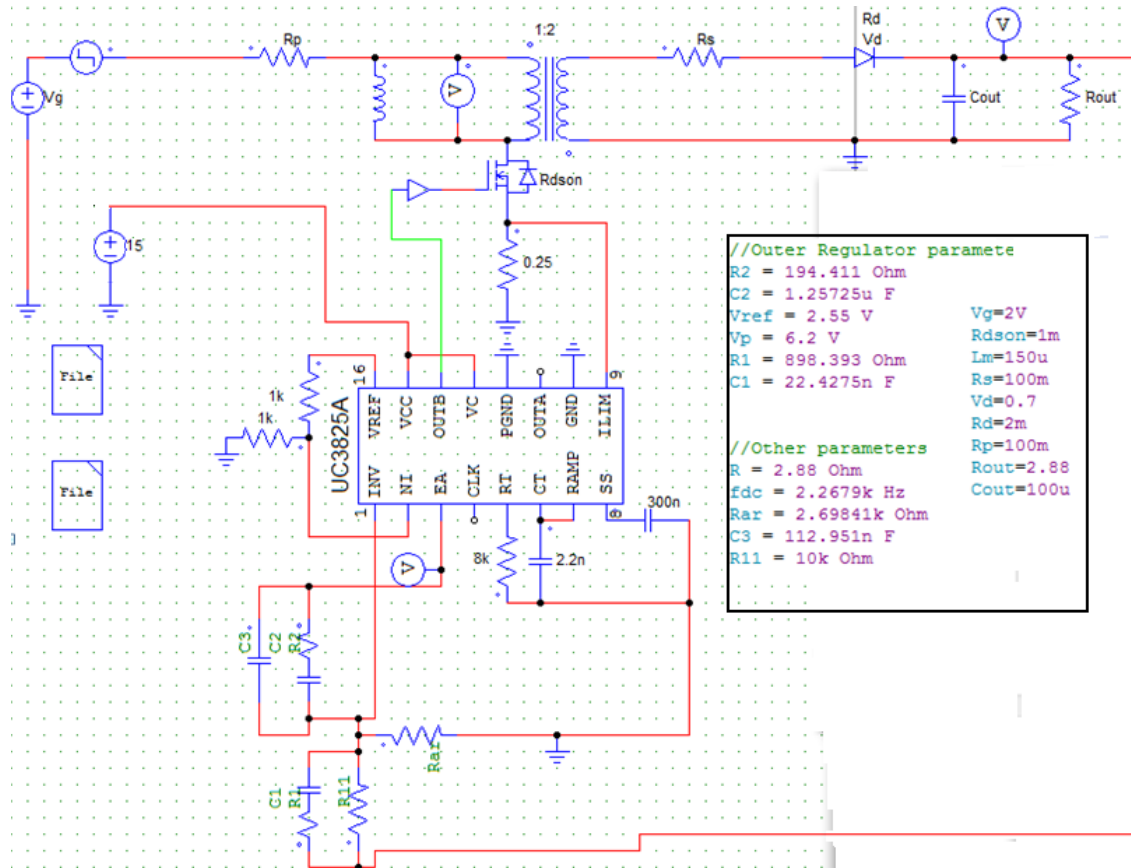


Figura 61. Convertidor Flyback regulado por el circuito integrado UC3825A alimentado por una fuente de tensión auxiliar.

Los pines de entrada al amplificador operacional o “*error amplifier*” (pin 1 entrada inversora y pin 2 entrada no inversora) junto con la salida de éste (pin 3) se conectan entre sí a semejanza del circuito de realimentación obtenido por medio del empleo de Smart Control. Es importante notar que la tensión V_{ref} original es de $5.1V$ mas la que necesitamos para comparar, en consideración con los valores introducidos en Smart Control, es la mitad por motivos de protección tal y como se explico en el apartado 7.4.1. Con el fin de obtener la mitad de la tensión de referencia a la entrada no inversora del operacional se incluye un divisor resistivo formado por dos resistencias de $1k\Omega$ entre el pin 16 y el pin 2.

Por último, con el fin de contrastar la onda triangular creada con la onda proporcional a la señal de error se une el pin 7 al condensador encargado de crear la rampa (pin 6).

Para corroborar el correcto funcionamiento del convertidor así como la conexión de los distintos pines del regulador se ha elaborado el circuito en PSIM (figura 61) cuya tensión de salida es constante y de valor $12V$, véase figura 62.

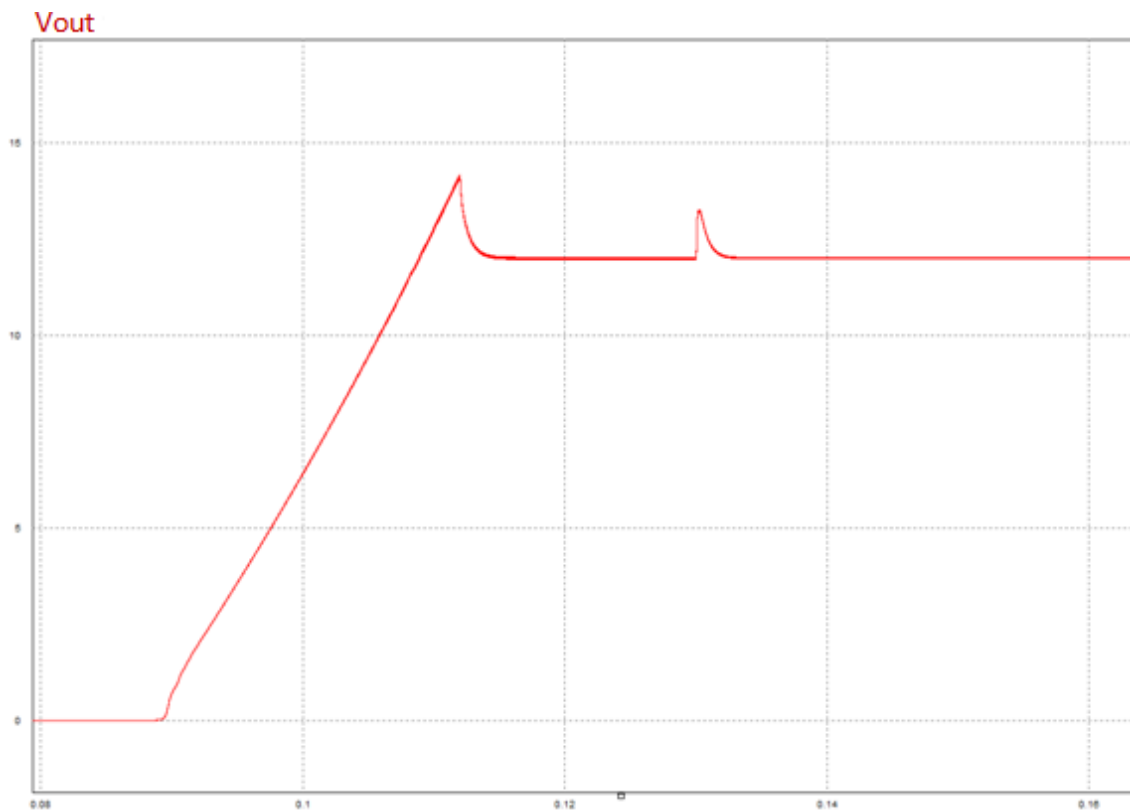


Figura 62. Tensión de salida del convertidor Flyback regulado por el UC3825A con soft-start y pico de tensión a los 0.13 segundos.

Se contempla que el pico de tensión no es muy elevado en relación a los que se obtienen con condensadores “soft-start” de menor valor ($10 - 100nF$) en los cuales se presenta un pico de tensión que alcanza los $30V$. En consecuencia y como se mencionó con anterioridad, el comienzo es más lento. Por último se le añade una variación de la tensión de entrada con objeto de comprobar que, efectivamente, el regulador es capaz de mantener una salida de tensión constante ante las posibles desviaciones de la tensión de entrada.

7.4. Comprobación de resultados

Como método para cerciorarse de la correspondencia de los datos extraídos de Smart Control y PSIM se estudian los diagramas de Bode y de fase del comportamiento de la planta elaborados por ambos programas. De acuerdo a la figura 58 del apartado 7.3 la frecuencia de corte establecida por Smart Control corresponde a $4.44kHz$ y el margen de fase refleja un valor de 29.94 grados. Estos valores son contrastados con los resultados del circuito de control del Flyback que hace uso del regulador UC3825A (figura 63).

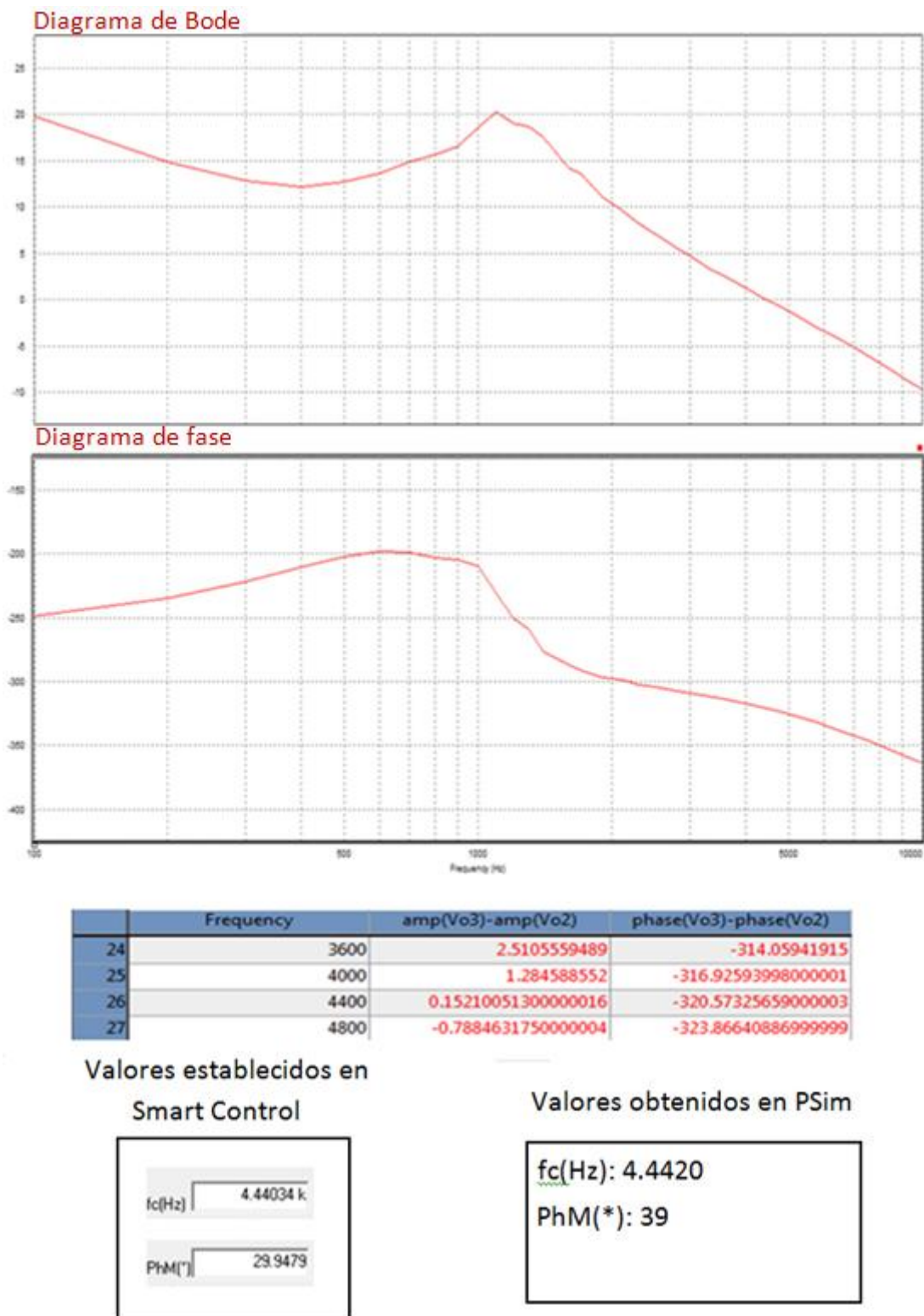


Figura 63. Diagrama de bode y de fase elaborado por PSim y su comparación con los valores de Smart Control

Los diagramas confeccionados por Psim cercioran la frecuencia de corte, no así el margen de fase que difiere en 10 grados. Esta diferencia puede ser causada por el distinto número de puntos estudiados por ambos programas y/o la diferente

complejidad de los circuitos, dado que el circuito estudiado por Smart Control es más sencillo.

7.5. Mejoras aplicadas al circuito de control

Hasta ahora se ha estudiado tanto el circuito Flyback y el valor de sus componentes como la elaboración del circuito de control. Llegados a este punto es necesario aclarar el modo de alimentar el circuito de control evitando el uso de una fuente de tensión auxiliar como en la figura 61. Para dicho fin se ha optado por el uso de un diodo Zéner de 15V.

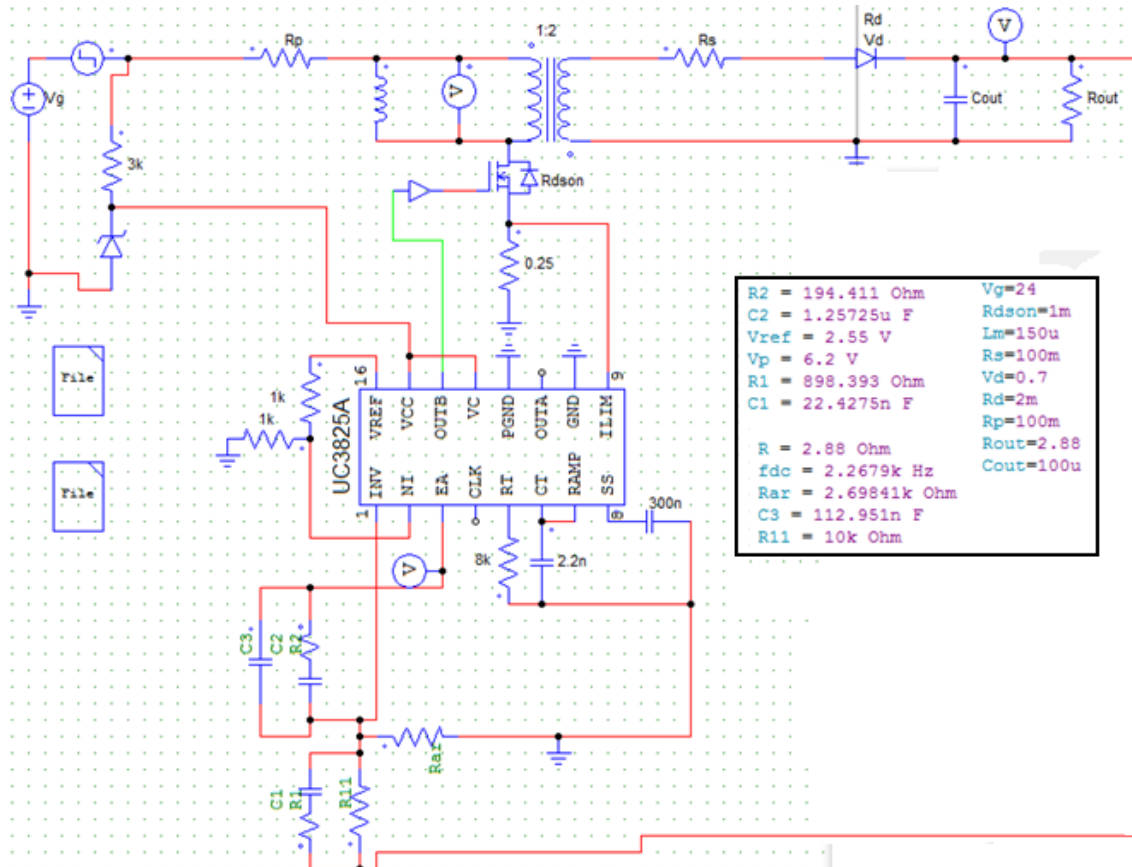


Figura 64. Convertidor Flyback con regulador UC3825A alimentado por Zéner de 15 V

Con el fin de proteger al diodo de una fuente de tensión elevada que pueda perjudicar el correcto funcionamiento de este se introduce una resistencia con un valor de $3K\Omega$. Dicha resistencia asegura que ante la tensión máxima de entrada (110V) la tensión que soporta el diodo no supera la tensión de rotura del mismo (17V):

$$V_z = 110 - I * R = 110 - 0.0326 * 3000 = 110 - 97.8 = 12.2V \quad (98)$$

Esta extensión del circuito conlleva el inconveniente de una pérdida de potencia, que en el peor de los casos resulta:

$$P = I^2 * R = 0.0326^2 * 3000 = 3.18W \quad (99)$$

Asimismo asegura que la corriente que alimenta el regulador no supera la máxima (50mA) que éste puede soportar.

Alternativamente se permite el uso de un transformador que presente un tercer devanado. Esta opción requiere la rectificación de la tensión alterna recibida por el devanado terciario a una tensión continua constante, lo cual enmaraña el diseño del convertidor y aumenta el costo total del mismo.

Se ha suprimido el aislamiento entre la entrada y la salida ante la imposibilidad de encontrar un método con el cual efectuarlo. Se ha tratado de mantener el aislamiento a través de la simulación de optoacopladores sin logro. La inexistencia de aislamiento en aplicaciones de grandes diferencias de potencia entre entrada y salida es una considerable fuente de problemas. Este no es el caso, y por ello se acepta la ausencia de aislamiento.

7.6. Conclusiones

Finalmente se obtiene un lazo de control cerrado a través del empleo y del correcto conexionado de los distintos pines del circuito integrado UC3825A. Para ello el diseñador se ha apoyado en la herramienta software Smart Control con la intención de adquirir los valores de los condensadores y las resistencias que conforman el regulador tipo 3 de dicho programa. Dichos valores son rastreados por el programa basándose en el punto de trabajo escogido por el diseñador atendiendo al mapa de soluciones proporcionado por el mismo. Asimismo se ha logrado alimentar al UC3825A evitando el empleo de una fuente de tensión auxiliar. Finalmente se comprueba que el circuito cumple con los requisitos del diseño manteniendo una tensión de salida constante e igual a 12 V ante variaciones en la tensión de entrada.

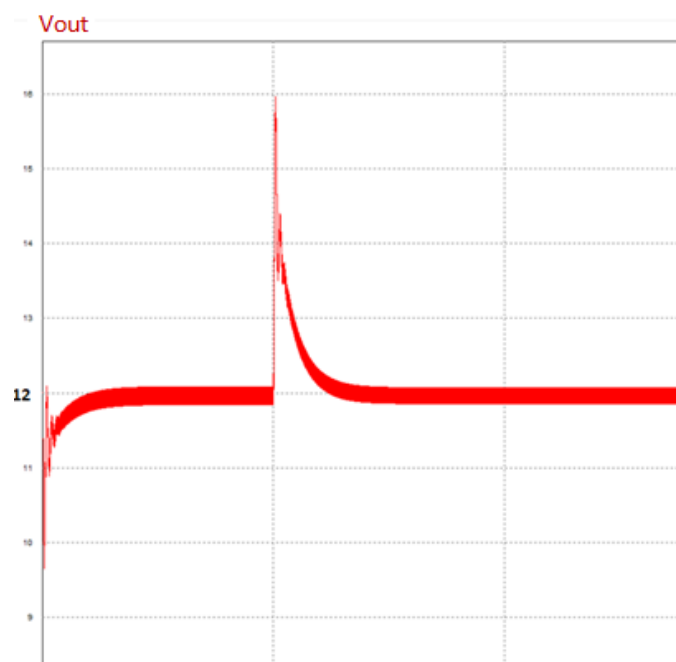


Figura 65. Comprobación del correcto funcionamiento del Flyback regulado por el UC3825 ante la variación de la tensión de entrada.



CAPÍTULO 8. IMPLEMENTACIÓN **DEL CONVERTIDOR**

En este capítulo se describe el proceso a través del cual se ha efectuado la implementación del convertidor real. La evolución del mismo se ilustra de manera cronológica.

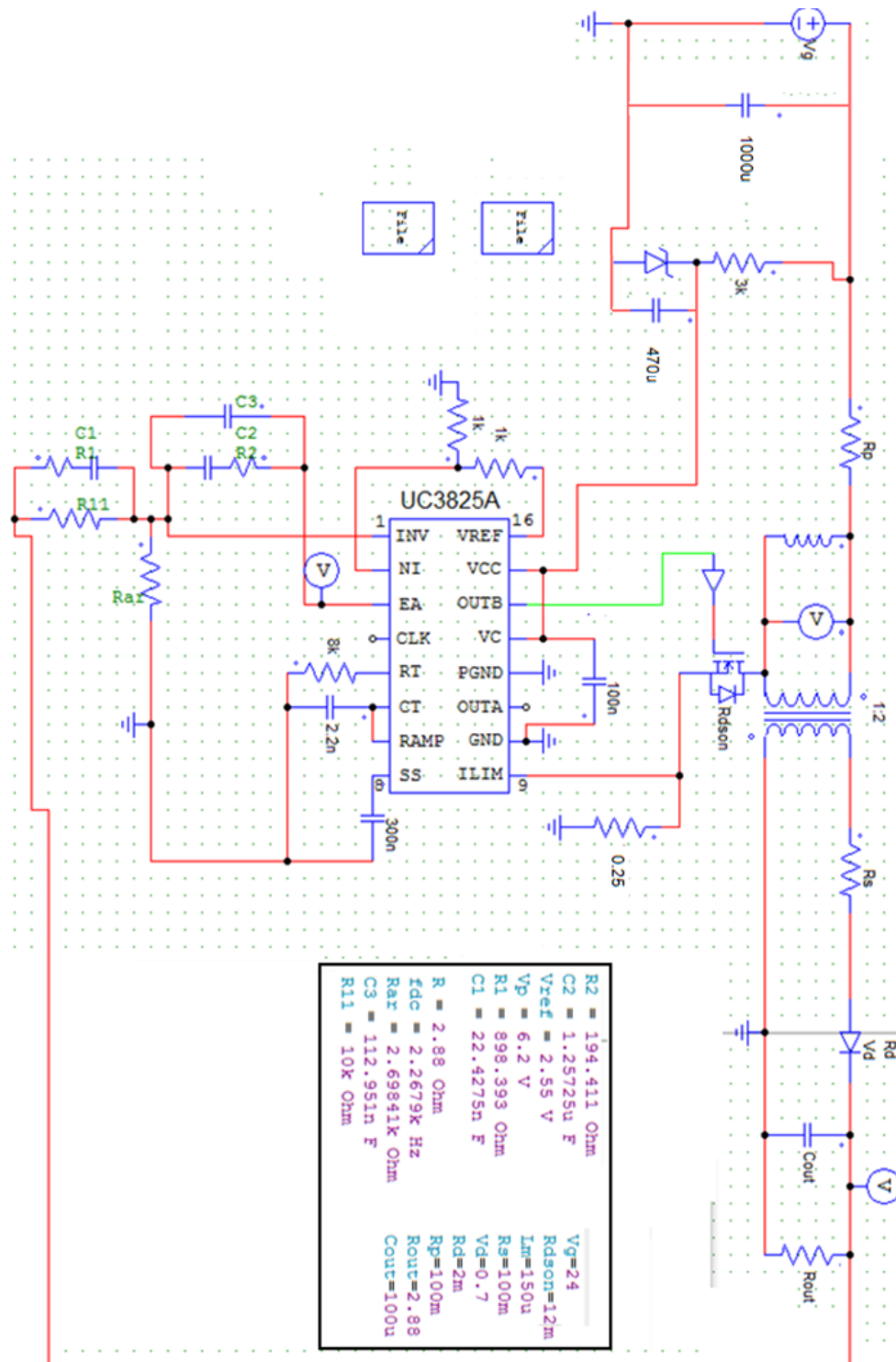


Figura 66. Esquemático final del convertidor Flyback

Partiendo de la simulación del UC3825A y de la construcción previa del transformador se construye el convertidor real. Se observa que ante la gran cantidad de ruidos generados en el circuito real, suceso que no recogen las simulaciones, el regulador no actúa. Por ello se llevan a cabo las siguientes acciones:

- Se incluye un condensador de entrada de $1000\mu F$ debido a la naturaleza no ideal de la tensión de alimentación. A pesar de que la fuente incluya un condensador en su interior los cables producen un comportamiento inductivo.
- Condensador en paralelo con el Zéner de $470\mu F$ para filtrar el rizado que se crea y proveer de una alimentación de calidad al regulador, puesto que sin ella su funcionamiento es ineficiente.
- Sustitución de la resistencia que protege al Zéner, originalmente $3K\Omega/0.5W$, por una resistencia de potencia, $3K\Omega/3W$, debido a que en el peor de los casos la potencia que soporta la resistencia (3W) podría estropear el correcto funcionamiento del circuito.

Por tanto se permite extrapolar que el programa de simulación PSim no recoge el defecto en la actividad de las resistencias ante grandes potencias.

Llegados a este punto, se prueba el circuito en lazo de control abierto. Bajo estas condiciones se aprecia una tensión de alimentación del regulador de calidad y una rampa de 100kHz. Por el contrario, no se observan pulsos por la salida. Se deduce que está actuando alguna protección del regulador.

Se recae en el hecho citado anteriormente, la resistencia en serie con el MOSFET se encuentra soportando una potencia mayor a su límite y por tanto la alimentación del pin 9 (límite de corriente) no permite la obtención de pulsos por los pines de salida. La potencia máxima que ha de soportar R_{sense} viene dada por:

$$P = I_{gmáx}^2 R_{sense} = 4.916^2 \cdot 0.246 = 5.76W \quad (100)$$

Por tanto R_{sense} toma el valor $0.25\Omega/6W$.

En última instancia se incluye un condensador de desacoplo de 100nF, altamente utilizados en circuitos integrados para filtrar la tensión de alimentación de este, entre la alimentación del integrado y masa.



Figura 67. Convertidor Flyback real

8.1 Estudio de los resultados reales

En este apartado se contrastan las medidas reales del osciloscopio con las formas de onda teóricas y los requisitos originales de la fuente conmutada. Las medidas se han efectuado haciendo uso de 3 canales del osciloscopio de tal manera que el canal 1 (color amarillo) refleja la tensión de entrada del convertidor y el canal 2 (azul) muestra la de salida. El canal 3 (rosa) refleja los pulsos del MOSFET con objeto de ilustrar la variación del ciclo de trabajo. Los distintos canales se encuentran desnivelados para facilitar el visionado de las distintas formas de onda.

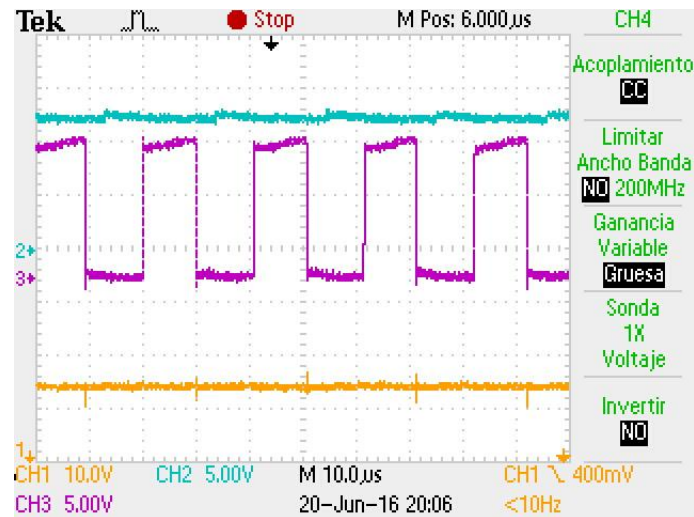


Figura 68. Formas de onda de la tensión de entrada, de la tensión de salida y de los pulsos en la puerta del MOSFET ante la tensión mínima de entrada a la que regula el convertidor.

En la figura 68 se ilustra la mínima tensión de entrada (aproximadamente 15V) a la que regula el convertidor, es decir, la mínima tensión de entrada que otorga una salida de 12V. Dicha tensión de entrada da lugar al máximo ciclo de trabajo, que en el caso de la familia de los UC3825 es del 50%. A medida que aumenta la tensión de entrada, el ciclo de trabajo disminuye con la función de mantener las condiciones de régimen permanente y una tensión constante los 12 voltios a la salida. Para el caso particular de la figura 69 el ciclo de trabajo es aproximadamente del 20%.



Figura 69. Formas de onda de la tensión de entrada, de la tensión de salida y de los pulsos en la puerta del MOSFET ante una tensión de entrada de 40 V

Finalmente se muestra una tensión de entrada de 60V (véase figura 70) para lo cual el ciclo de trabajo disminuye a aproximadamente el 8% manteniendo constante la tensión de salida.

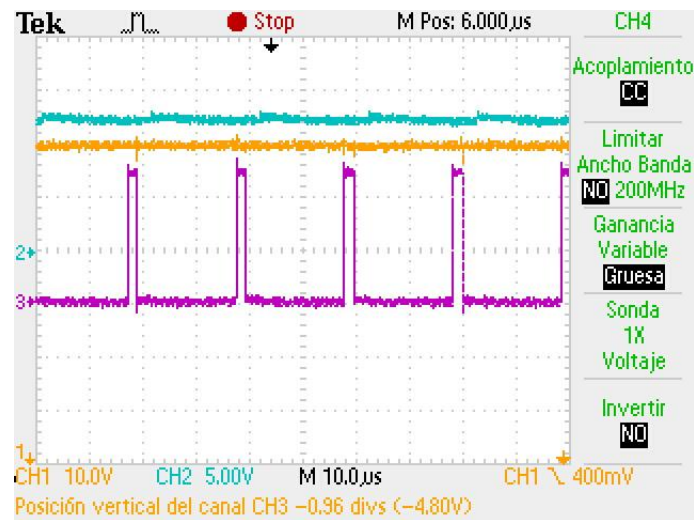


Figura 70. Formas de onda de la tensión de entrada, de la tensión de salida y de los pulsos en la puerta del MOSFET ante una tensión de entrada de 60 V

En conclusión el convertidor regula eficazmente entre un rango de tensión de 15V a 70V aproximadamente. Este rango de tensiones difiere de los requisitos iniciales de la aplicación. No obstante, el comportamiento del convertidor se asemeja al teórico dentro de su rango de trabajo, es decir, con el objetivo de mantener una tensión de salida constante de 12V regula el ciclo de trabajo del convertidor.



CAPÍTULO 9. PLANIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO

En este capítulo se analizan las diferentes tareas realizadas para la consecución de los objetivos, así como la detección de las tareas críticas y su duración. Asimismo se realiza un diagrama de Gant tanto para percibir las citadas tareas críticas como para ilustrar la organización del proyecto.

La realización del proyecto se puede sintetizar en cuatro grandes bloques:

- i. Estudio del convertidor
- ii. Elección de los componentes
- iii. Simulaciones
- iv. Implementación

Las tareas llevadas a cabo a lo largo de la elaboración del proyecto se describen a continuación:

- Estudio minucioso del convertidor Flyback y elección de los valores de los distintos componentes que lo confeccionan. Asimismo se realiza la simulación del circuito en lazo abierto con el propósito de verificar los valores de estos últimos.
- Elaboración del modelado de pérdidas en conducción de las topologías reductora, elevadora y reductora-elevadora con la meta de familiarizar al diseñador con el proceso y capacitarlo para la realización de dicho modelado aplicado al convertidor Flyback.
- Realización del modelado de pérdidas en conducción del convertidor Flyback y su consecuente comprobación: se comprueba a través del contraste de su tensión de salida con la tensión de salida del Flyback en lazo abierto que incluye los elementos que originan las pérdidas. Tras la comprobación se extrae la tensión de salida en función de los elementos que provocan pérdidas de potencia por conducción.
- Estudio exhaustivo de las pérdidas generadas en una fuente conmutada: extracción de las fórmulas que las cuantifican y la consecuente elaboración de la ecuación del rendimiento.
- Instauración de una figura de mérito que engloba rendimiento y coste con el fin de comparar distintos componentes, escogiendo aquellos que otorguen un valor más elevado de esta.
- Estudio del lazo de control cerrado de los convertidores de potencia y su simulación aplicada al convertidor Flyback.
- Contraste de distintos reguladores para la regulación analógica del convertidor.
- Estudio preciso del regulador y simulación del convertidor en lazo cerrado haciendo uso del regulador escogido.
- Estudio de las posibles mejoras de diseño del convertidor y su simulación.

- Diseño detallado del transformador junto a la construcción del mismo. Asimismo se comprueba que el valor de la inductancia magnetizante y la relación de vueltas se corresponden con las del diseño.
- Implementación del convertidor, detección de errores de diseño y de simulación y rectificación de los mismos.
- Elaboración de la memoria

Es significativo advertir que las tareas críticas son aquellas cuya holgura es nula y forman parte del camino crítico, entendiéndose por camino crítico aquel de mayor duración del proyecto, que a su vez representa la duración mínima del mismo. No confundir tarea crítica con aquella cuyo peso para la consecución de los objetivos es mayor que otra, pues todas son vitales. En la siguiente tabla se muestran las tareas críticas y su duración:

Tareas críticas	Duración en semanas
Estudio y documentación del convertidor Flyback	2
Comprobación y rectificación de valores de diseño	1
Modelado de pérdidas en conducción del convertidor Flyback	1
Verificación del modelado y extracción de la tensión de salida en función de los elementos que producen pérdidas en conducción	2
Deducción de la ecuación del rendimiento, elaboración de la figura de mérito y comparación de distintos componentes	2
Diseño y construcción del transformador	2
Elaboración de la memoria	6

Tabla 10. Tareas críticas del proyecto y su duración

El diagrama de Gant del proyecto sirve tanto de apoyo para la catalogación de las tareas críticas como para ilustrar la organización llevada a cabo a lo largo del trabajo fin de grado, dicho diagrama se muestra a continuación:

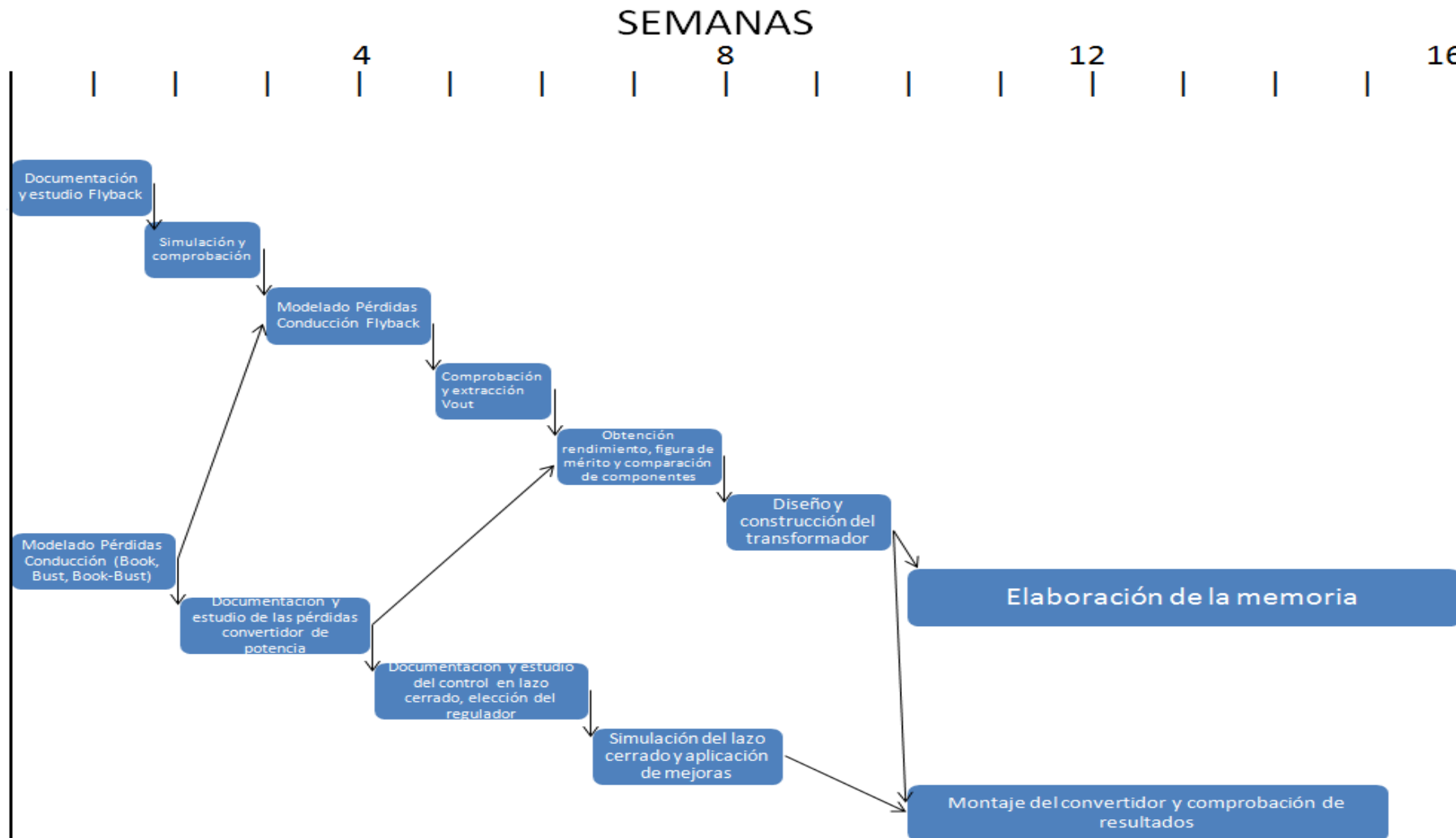


Figura 71. Diagrama de Gant del trabajo fin de grado



CAPÍTULO 10. ENTORNO SOCIO- ECONÓMICO

En este trabajo fin de grado, aparte de la implementación de un convertidor Flyback real, se pretende favorecer la comparación del uso de distintos componentes a través del efecto que tienen en el rendimiento de este tipo de convertidores. En consecuencia se reduce el coste debido a la menor inversión de horas en el desarrollo de la fuente, tanto de ingeniería como de montaje.

10.1. Aplicaciones

La aplicación de este convertidor tan específico se limita a la alimentación de la citada tarjeta de control. No obstante se permite la extrapolación a cualquier aplicación que trabaje con una tensión de 12 voltios y cuya entrada presente una tensión variable.

Entre las principales aplicaciones que pueden hacer uso de dichas especificaciones se encuentran:

- Alimentación sistemas de telecomunicaciones
- Aplicaciones domesticas
- Motores de baja tensión
- Cargadores de dispositivos electrónicos

10.2. Marco Regulador

En este apartado se redactan los puntos esenciales de la directiva 2014/30 del parlamento europeo y del consejo del 26 de febrero de 2014 sobre la armonización de las legislaciones de los estados miembros [16]. A su vez se incluyen los puntos que conciernen al presente proyecto en cuanto a las normas para la seguridad eléctrica en Lugares de trabajo [17] se refiere.

El principal objetivo de la directiva 2014/30 radica en aunar la normativa para todos los países miembros de la unión europea, con el objetivo de facilitar el comercio de equipos que incluyen un cierto riesgo de perturbaciones electromagnéticas dañinas para la salud del ser humano o para el correcto funcionamiento de otros dispositivos.

Ante aplicaciones de reducida potencia como la que concierne al presente proyecto, el diseño y la fabricación de los equipos han de garantizar:

- a) que las perturbaciones electromagnéticas generadas queden limitadas a un nivel que permita a otros equipos funcionar con el fin para el que han sido previstos.
- b) que el equipo funcione correctamente frente a niveles de perturbación electromagnéticas previsibles provenientes del equipo en si o de otros dispositivos.

Asimismo el fabricante debe elaborar una documentación técnica incluyendo la evaluación de las citadas perturbaciones electromagnéticas y sus riesgos. A su vez

queda bajo su responsabilidad la adición de una descripción general del aparato que debe incluir:

- Los planos y esquemas de diseño y de fabricación y la descripción de los mismos para su comprensión.
- Los cálculos de diseño y las pruebas realizadas.
- Una lista de las normas armonizadas con la consecuente comprobación del cumplimiento de las mismas.

Además, se deberá incorporar información sobre cualquier precaución a la hora de instalar, mantener, montar o emplear el aparato, con el fin de asegurar que cumple la normativa.

De manera independiente [17] establece, entre otros, las siguientes pautas:

- El laboratorio ha de estar custodiado por un responsable, el cual se hará cargo de cualquier contratiempo que pueda ocurrir.
- Previa a la utilización de cualquier dispositivo, debe existir una formación con el fin de garantizar la seguridad.
- Se deben mostrar señales de prevención ante dispositivos energizados.
- Se debe asegurar la existencia de dispositivos de protección que actúen cuando se sobrepasen los límites de trabajo establecidos con anterioridad.
- Se deberá dar mantenimiento a circuitos de control empleados contra el contacto accidental con partes energizadas.
- Los equipos portátiles (soldador, osciloscopio, fuente de tensión, etc.) han de garantizar un estado óptimo, es decir, la ausencia de roturas o daños que expongan partes energizadas.

10.3. Presupuesto

A lo largo de la elaboración del proyecto se han empleado diversos recursos cuyo empleo lleva asociado un coste:

- Recursos humanos: horas de ingeniería aplicadas por el estudiante, tratado como ingeniero a la hora de efectuar los cálculos presupuestarios, cuyo salario base se corresponde con 2161.72€ atendiendo a [18]. Se aplica dicho salario a los periodos de documentación, diseño, implementación y redacción del proyecto.
- Recursos materiales:
 - Ordenador Personal
 - Herramientas software
 - Ordenador del Laboratorio
 - Herramientas software

- Material fungible: incluye desde luz, internet o uso de instalaciones hasta material de laboratorio como osciloscopios, fuentes de tensión, soldador, etc.
- Componentes electrónicos

El costo de los recursos electrónicos (ordenadores, osciloscopio, soldador y fuente de alimentación) se elaboran en función de la amortización de los mismos. Por su parte, el precio de los componentes, al formar parte del inventario del laboratorio, se toma como la parte proporcional al tamaño del lote del pedido.

A continuación se muestra el coste detallado de cada uno de los recursos así como el costo total del proyecto:

Recursos Humanos	Salario base (€)	Meses	Coste (€)
1	2161.72	4	8646.88

Tabla 11. Costes referentes a recursos humanos

Material Fungible	Coste (€)	Amortización mensual	Tiempo de vida	Periodo de uso	Coste Imputable (€)
Ordenador Personal	400	1.04%	8 años	4 meses	16.65
Ordenador Laboratorio	700	0.83%	10 años	3 meses	17.43
Osciloscopio	866	0.83%	10 años	1 mes	7.21
Soldador	25	2.08%	4 años	0.5 meses	0.26
Fuente de tensión	100	0.83%	10 años	1mes	0.83
Uso de instalaciones	/	/	/	/	30 €
TOTAL:					72.38

Tabla 12. Costes referentes a materiales fungibles

Componentes electrónicos	Cantidad	Precio (€)	Total(€)
Placa de puntos	1	4.950	4.950
Resistencia 10 k Ω	1	0.020	0.020
Resistencia 1 k Ω	3	0.020	0.040
Resistencia 3 k Ω	1	0.021	0.021
Resistencia 200 Ω	1	0.030	0.030
Resistencia 8 k Ω	1	0.022	0.022
Resistencia de potencia 24 Ω /2W	4	0.840	3.360
Resistencia de potencia 6k Ω /2W	2	0.910	1.820
Resistencia de potencia 1 Ω /6W	4	0.643	2.572
Resistencia 470 Ω	1	0.010	0.010
Condensador 1000 μ F	1	1.39	1.39
Condensador 470 μ F	1	0.356	0.356
Condensador 100 μ F	1	0.250	0.250
Condensador 100nF	2	0.210	0.420
Condensador 300nF	1	0.119	0.119

Condensador 2.2nF	1	0.139	0.139
Condensador 22nF	1	0.142	0.142
Condensador 1 μ F	1	0.089	0.089
MOSFET IRF 740	1	1.640	1.640
Diodo Schottky MBRS1100T3	1	1.490	1.490
Diodo Zéner 15V/1W	1	0.330	0.330
Hilo de cobre 0.4mm	0.10	1.95	0.195
Hilo de cobre 0.8mm	0.10	2.40	0.240
Ferrita N87	1	1.695	1.695
Carrete M10	1	1.090	1.090
Circuito integrado UC3825A	1	3.980	3.980
TOTAL:			26.41

Tabla 13. Costes referentes a los componentes electrónicos

Título del proyecto	Fuente conmutada para alimentación de tarjeta de control.
Duración del proyecto	4 meses
Coste del proyecto (€)	8745.68

Tabla 14. Resumen presupuestos



CAPÍTULO 11. CONCLUSIONES

El principal triunfo del presente proyecto, en relación con la motivación del mismo, radica en la implementación de un convertidor real destinado a una aplicación concreta. En el camino a la realización de la fuente conmutada el diseñador se ha topado con numerosos contratiempos desconocidos a priori por él. Por ello le congratula haberse sobrepuesto a los mismos a través del conocimiento acentuado del convertidor en su totalidad.

Se han adquirido tanto conocimientos más intensos de herramientas conocidas (PSim, Microsoft Word) como entendimiento de aquellas desconocidas hasta el momento de su uso (PExprt, Smart Control) a la par que correlación entre las mismas. Asimismo se han relacionado conceptos de la ingeniería como son la ingeniería de control, la electrónica de potencia y el electromagnetismo con el objeto de alcanzar una meta común.

A lo largo de la implementación del convertidor Flyback se ha aprendido a hacer uso del soldador así como de la familiarización en el empleo de aparatos ya conocidos como el osciloscopio, el polímetro o la fuente de alimentación.

Tras el estudio realizado se pueden extraer los siguientes focos de interés:

- Realización de un convertidor de potencia real, con un funcionamiento similar al teórico pero con un rango de trabajo diferente al requerido.
- Desarrollo de una ecuación de rendimiento que considera los elementos parásitos que provocan las pérdidas de potencia por conducción con un alto grado de fiabilidad.
- Desarrollo de una figura de mérito para la comparación de distintos componentes con el consecuente ahorro de horas de ingeniería.
- Diseño eficiente del lazo de control analógico de un convertidor Flyback a través del empleo del circuito integrado UC3825A.
- Construcción de un transformador que responde de manera aproximada a la relación de vueltas y a la inductancia desmagnetizante teóricas, presentando resistencias en los devanados inferiores al ohmio.
- La herramienta de simulación de circuitos PSim ha sido de gran apoyo a la hora de acreditar cálculos. Su sencillez desemboca en una gran capacidad para la elaboración y comparación de distintos circuitos electrónicos.
- Similar al anterior punto, Smart Control y PExprt ofrecen una gran simplicidad en cuanto a diseño de circuitos de control y de transformadores respectivamente.

Se concluye con un correcto cumplimiento de los objetivos así como con una acertada organización de la memoria, debido a la eficiente dedicación de tiempo y a la correlación entre los diferentes escalones del proyecto: estudio y documentación del

proyecto, comparación y elección de componentes, simulación de los mismos e implementación.

11.1. Líneas de desarrollo futuro

Tras la realización del proyecto se proponen los siguientes campos con el fin de enriquecer los resultados obtenidos:

- Ampliar el catálogo para dar pie a elementos más modernos como pueden ser los MOSFET de nitruro de galio (GaN) que desembocan en un mayor rendimiento del convertidor.
- Ampliar de igual manera los recursos necesarios para la construcción del transformador obteniendo menores pérdidas.
- Incorporar una herramienta software que permita la elección de una mayor cantidad de modelos de Circuitos Integrados de control PWM (IC PWM), así como la mejora respecto del comportamiento de los IC PWM ya existentes. Psim simula el funcionamiento de estos dejando incompleta la funcionalidad de los circuitos de protección, originando problemas a la hora de la implementación real del convertidor. Asimismo se propone la mejora de dicho software en términos de ruidos y de potencias soportadas por las resistencias.
- Realizar la regulación de la fuente conmutada digitalmente, manteniendo intactos los valores del circuito básico, para conocer las ventajas e inconvenientes entre la regulación analógica y digital respecto del convertidor Flyback.
- Mejorar las prestaciones del convertidor a través de la reducción de ruidos.
- Implementación de la fuente en una placa PCB, de mayor uso industrial debido a la mayor seguridad de sus conexiones y la reducción de pérdidas por conducción ante la elusión del uso de cables.
- Incorporación del aislamiento galvánico entre la entrada y la salida del convertidor para dotarlo de mayor protección.
- Incorporación del diseño térmico: estudio de disipadores necesarios para los semiconductores con el fin de mejorar su comportamiento.
- Implementación del diseño mecánico: diseñar el convertidor para su incorporación real a una circuitería mayor, es decir, diseñar la carcasa y los conectores que enlazarán con el resto del circuito.
- Inclusión del diseño de filtros de compatibilidad electromagnética (EMC) para suprimir las interferencias electromagnéticas.

Referencias Bibliográficas

La bibliografía se ha realizado siguiendo la norma IEEE.

- [1] Veloz Sabino, N. (2006, Noviembre). *Diseño de una fuente de conmutación de amplio rango de entrada tipo flyback operando en modo crítico*. [En línea]. Disponible: <http://159.90.80.55/tesis/000134716.pdf>
- [2] Allard, B., Neveu, F., & Martin, C. (2014). *State of the art of high switching frequency inductive DC-DC converters*. [En línea]. Disponible: http://pwrsocevents.com/wp-content/uploads/2014-presentations/ts/SO_1%20Plenary%20Allard.pdf
- [3] Zanai, S. (2003). *Introduction to Power Electronics Systems*. [En línea]. Disponible: ftp://ftp.scv.si/vss/franc_stravs/Uvod%20v%20mo%E8nostno%20elektr.intro.pdf
- [4] Muhammad H., R. (2001). *Power Electronics Handbook*. [En línea]. Disponible: <https://riverraid17.files.wordpress.com/2010/03/electronica-de-potencia-rashid-ingles.pdf>
- [5] C. Chrysis, G. "Designig the output filter capacitor" en *High Frequency Switching Power Supplies. Theory and Design*. Ed. McGraw-Hi, 1989, pp128-133
- [6] P. Severns, R. "the Buck-Boost converter" en *Modern DC-to-DC switchmode power converter circuits*. Ed. Springer Netherlands, 2014.
- [7] P. Severns, R. "DC transformers" en *Modern DC-to-DC switchmode power converter circuits*. Ed. Springer Netherlands, 2014, pp 80-85
- [8] Jauregui, D., Wang, B., & Chen, R. (Julio de 2011). *Power Loss Calculation With Common Source Inductance*. [En línea]. Disponible: <http://www.ti.com/lit/an/slpa009a/slpa009a.pdf>
- [9] Erickson W., R. "Controller design" en *Fundamentals of Power Electronics*. Ed. 2004, pp 331-369
- [10] Oliveira Ruiz, J. L. (s.f.). *Pérdidas en el Transformador y Eficiencia*. [En línea]. Disponible: http://www.academia.edu/6355667/Perdidas_en_el_Transformador_y_Eficiencia
- [11] Steinmetz, C. P. (1984). On the law of hysteresis. [En línea]. Disponible: <http://web.eecs.utk.edu/~dcostine/ECE482/Spring2015/materials/magnetics/CoreLossTechniques.pdf>
- [12] Uceda, J., Cobos, J. A., & Prieto, R. (1997). Taking into account all the parasitic effects in the design of magnetic components. [En línea]. Disponible:

http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=647721&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D647721

[13] Carrasco Braojos, C. (Julio de 2012). *Diseño e Implementación con un microprocesador del lazo de control de un convertidor de potencia*. [En línea]. Disponible: https://docs.google.com/viewerng/viewer?url=e-archivo.uc3m.es/bitstream/handle/10016/16882/TFG_Celia_Carrasco_Braojos.pdf

[14] Rincón Fernández, J. (Junio de 2012). *Análisis del mapa de soluciones de SmartCtrl aplicado a un convertidor Flyback*. [En línea]. Disponible: https://docs.google.com/viewerng/viewer?url=e-archivo.uc3m.es/bitstream/handle/10016/16078/PFC_Jesus_Rincon_Fernandez.pdf

[15] Andreyck, B. (1999). High Speed PWM Controller. [En línea]. Disponible: <http://pdf1.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/100164/TI/UC3825A.html>

[16] Schulz, M., & Kourkoulas, D. (2014). *DIRECTIVA 2014/30/UE DEL PARLAMENTO EUROPEO Y DEL CONSEJO*. [En línea]. Disponible: <https://www.boe.es/doue/2014/096/L00079-00106.pdf>

[17] Real decreto 614/2001. Ministerio de empleo y seguridad social. 21 de Junio de 2001. [En línea]. Disponible: http://www.insht.es/InshtWeb/Contenidos/Normativa/GuiasTecnicas/Ficheros/g_elec tr.pdf

[18] Boletín Oficial del Estado . Ministerio de empleo y seguridad social. 27 de Febrero de 2013. [En línea]. Disponible: <https://www.boe.es/boe/dias/2013/02/27/pdfs/BOE-A-2013-2203.pdf>